● sincrodina ER145 ● Elaboriamo l'IC2E ● La WS19 ●
● Oscillatorino da... 5 W ● Direttiva portatile per VHF ● Polarizzazione circolare ●
● Preamplificatore - Compressore Remote Ctrl ● Miglioramenti a un rx ●

SUPPLEMENTO CQ ELETTRONICA

sommario

indice degli inserzionisti di questo numero

EDITORE s.n.c. edizioni CD
DIRETTORE RESPONSABILE Giorgio Totti
REDAZIONE - AMMINISTRAZIONE
ABBONAMENTI - PUBBLICITÀ
40121 Bologna-via C. Boldrini, 22-(051) 552706-551202
Registrazione Tribunale di Bologna, n. 3330 del 4-3-1968
Diritti riproduz. traduzione riservati a termine di legge
STAMPA: Tipo-Lito Lame - Bologna - via Zanardi, 506/B
Spedizione in abbonamento postale - gruppo III
Pubblicità inferiore al 70%
DISTRIBUZIONE PER L'ITALIA
SODIP - 20125 Milano - via Zuretti, 25 - ☎ 6967

DISTRIBUZIONE PER L'ESTERO
Messaggerie Internazionali - via Gonzaga, 4 - Milano
Cambio indirizzo L. 1.000 in francobolli
Manoscritti, disegni, fotografie,
anche se non pubblicati, non si restituiscono

ABBONAMENTO Italia a 12 mesi L. 24.000 (nuovi)
L. 23.000 (rinnovi)
ARRETRATI L. 2.000 cadauno
Raccoglitori per annate L. 7.500 (abbonati L. 7.000).

TUTTI I PREZZI INDICATI comprendono tutte le voci di spesa (imballi, spedizioni, ecc.) quindi null'altro è dovuto all'Editore.

SI PUÒ PAGARE inviando assegni personali e circolari, vaglia postali, o a mezzo conto corrente postale 343400, o versare gli importi direttamente presso la nostra Sede. Per piccoli importi si possono inviare anche francobolli da L. 100.

A TUTTI gli abbonati, nuovi e rinnovi, sconto del 10% su tutti i volumi delle edizioni CD.

ABBONAMENTI ESTERO L. 27.000
Mandat de Poste International
Postanweisung für das Ausland
payable à / *zahlbar an*

edizioni CD
40121 Bologna
via Boldrini, 22
Italia

Elaboriamo l'IC2E

IW3QDI, Livio Iurissevich

Tutti i possessori o quelli che intendono acquistare il fantastico portatile della ICOM, IC2E, potranno ora, seguendo i miei consigli, ampliare la frequenza di lavoro e quindi sfruttare a pieno tutte le funzioni dei contraves.
Ossia, dalla frequenza originale che va dai 144 ai 147,995 porteremo, dopo la modifica, da 141 a 149, 995 MHz, senza portare nessun danno all'apparecchio o caratteristiche diverse da quelle indicate dal Costruttore.

1

L'IC2E prima della modifica e delle prove di laboratorio.

Descrivo per prima la tavola della verità del programmatore IC1 di modo che tutti i lettori abbiano un'idea di come avviene la trasformazione che sfrutta tutte le divisioni, per l'esattezza le centinaia, dell'integrato.

ORIGINALE *(C4 non collegato)*

Div.	C4	C3	C2	C1	Frequenza lavoro
0	0	1	0	0	144...
1	0	1	0	1	145...
2	0	1	1	0	146...
3	0	1	1	1	147...
4	0	1	0	0	144...
5	0	1	0	1	145...
6	0	1	1	0	146...
7	0	1	1	1	147...
8	1	1	0	0	144...
9	1	1	0	1	145...

MODIFICATO

Div.	C4	C3	C2	C1	Frequenza lavoro
0	0	0	0	0	....
1	0	0	0	1	141...
2	0	0	1	0	142...
3	0	0	1	1	143...
4	0	1	0	0	144...
5	0	1	0	1	145...
6	0	1	1	0	146...
7	0	1	1	1	147...
8	1	0	0	0	148...
9	1	0	0	1	149...

Vediamo ora le varie fasi di apertura e modifica dell'IC2E.

1° Togliere il PACK delle batterie come in foto 2.

2° Nel retro, svitare le due viti a croce segnate dalle freccie, vedi foto 4.

3° Sotto, svitare le quattro viti a croce segnate in foto 5.

4° Togliere il coperchio del retro, indi svitare le due viti a croce indicate in foto 6.

5° Aprire a libro le due parti staccate (foto 7), per accedere allo stampato flessibile dal lato dei contraves.

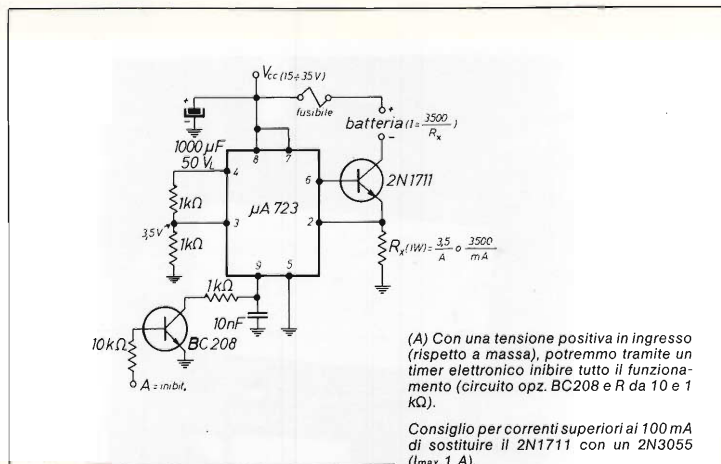
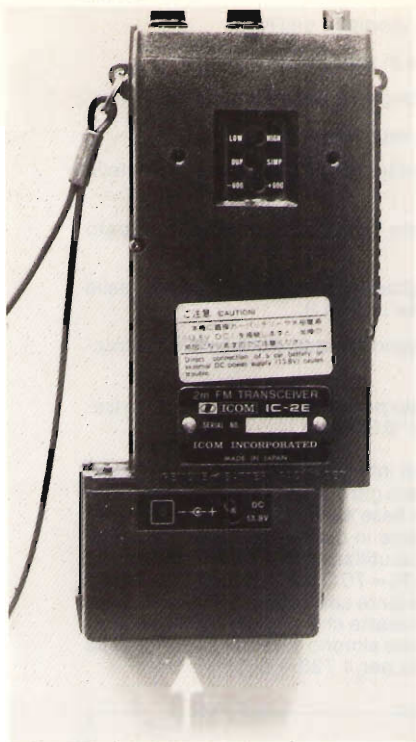
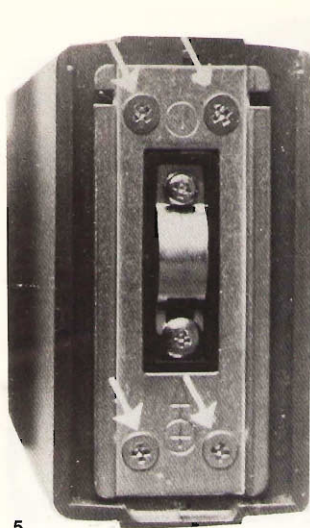
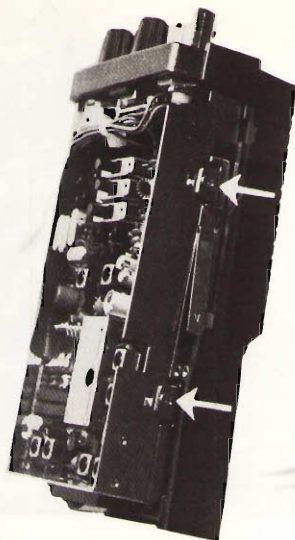
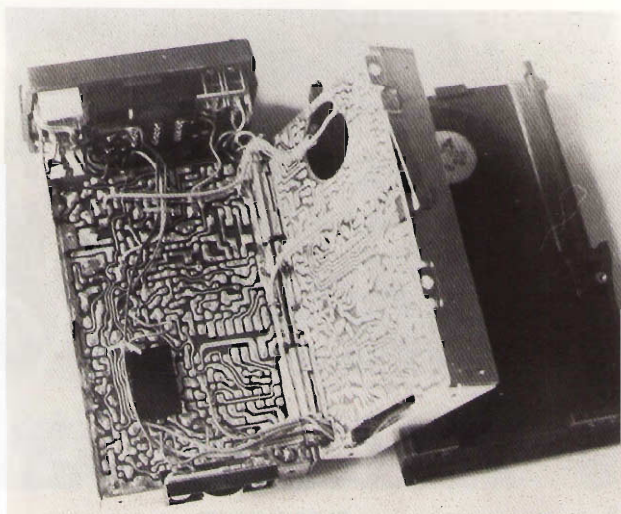
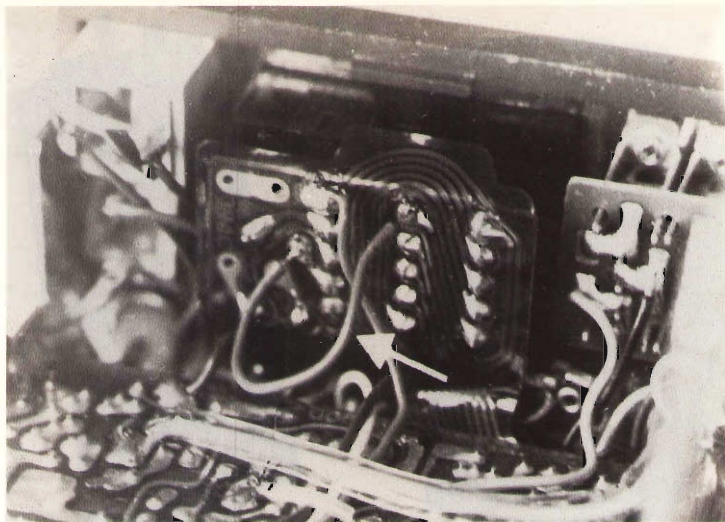
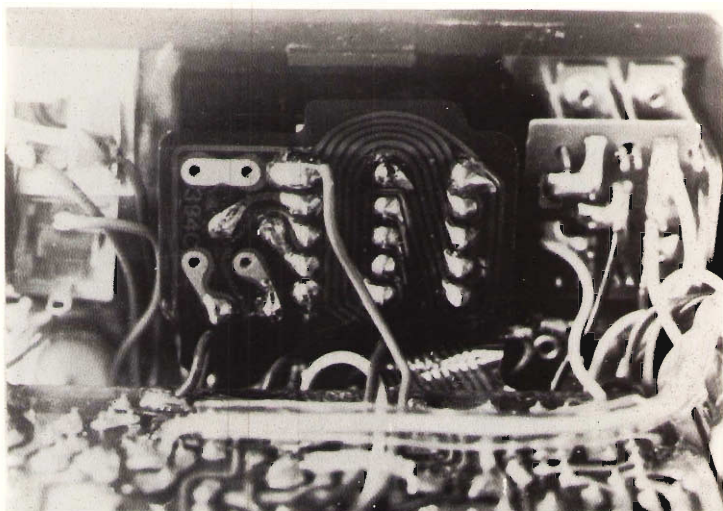
6° Togliere il filtro che fa da ponte (tagliare o dissaldare), indicato dalla freccia in foto 8; dovrà risultare come in foto 9.

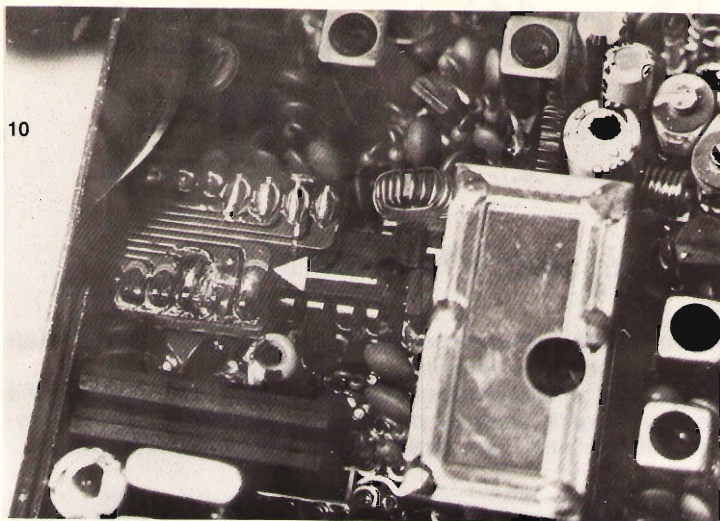
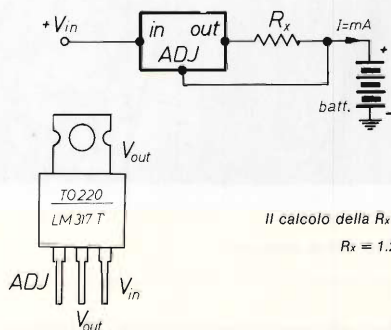
7° Infine eseguire il ponticello con lo stagno, il punto è indicato dalla freccia in foto 10.

A questo punto l'apparecchio è pronto per poter funzionare su tutte le frequenze indicate dai contraves, tranne i "0.0.0".

Per concludere, Vi presento uno schema interessante di un regolatore di corrente costante untilizzante un integrato già noto a tutti con la sigla µA o LM 723. Potrete, tramite R_x, calcolarla in base alla formula 3500/ mA = Ω e quindi adattare il circuito con una corrente in uscita adatta a tutti i tipi di batterie al Nickel-Cadmio, nel mio caso ho utilizzato due resistenze da 150 Ω poste in parallelo in modo da risultare, R_x = 70 Ω per una carica da 50 mA per 14 ore max (3500/ 50 = 70 Ω). È importante controllare prima della carica con un milliamperometro la corrente esatta che si vuole ottenere, inoltre controllare la tensione che dovrà essere almeno 1,4 volte superiore alla tensione della batteria, la V_{max} ammessa per il 723 è di 35 V.

(A) Con una tensione positiva in ingresso (rispetto a massa), potremmo tramite un timer elettronico inibire tutto il funzionamento (circuito opz. BC208 e R da 10 e 1 kΩ).

Consiglio per correnti superiori ai 100 mA di sostituire il 2N1711 con un 2N3055 (I_{max} 1 A).

5

6

7

8

9 *Il ponte già asportato.*

10

....E ancora più semplice la costruzione di un limitatore di corrente descritto dalla National (Linear Databook), costituito da un integrato regolatore di tensione tipo LM317, una resistenza limitatrice e un condensatore di filtro; il costo non supera le 3.000 lire.

Il calcolo della R_x è il seguente:

$R_x = 1.242/mA$ (1.242 mV)

$I\,(mA) = 1.242/R_x(\Omega)$

Consiglio di non superare i 300 mA data la limitata potenza di dissipazione del LM317T (TO-220) e inoltre di sistemarlo con un adeguata aletta di raffreddamento.
Le tensioni d'ingresso vanno da un minimo di 15 V a un massimo di 35 V.

* *

Direttiva portatile per VHF

I5MKL, dottor Luciano Macrì

Per molti OM l'interesse per le VHF è legato alla possibilità di effettuare escursioni in collina o in montagna.
Negli ultimi anni le dimensioni degli apparati sono diminuite ma non quelle delle antenne, per cui spesso risulta disagevole recarsi in "portatile" con direttive di 5 o 6 elementi (figura 1).

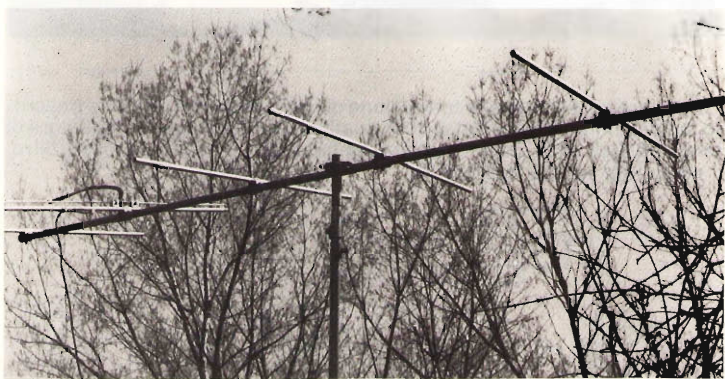



figura 1
L'antenna a sei elementi Fracarro "portatile" nel QTH di campagna.

Poiché non intendo rinunciare all'uso di una direttiva, ho pensato di renderla "portatile".

Descrizione

L'antenna usata è una **6 elementi Fracarro.**
Il boom è stato tagliato all'incirca nel mezzo con un taglio di 45° (figura 2).

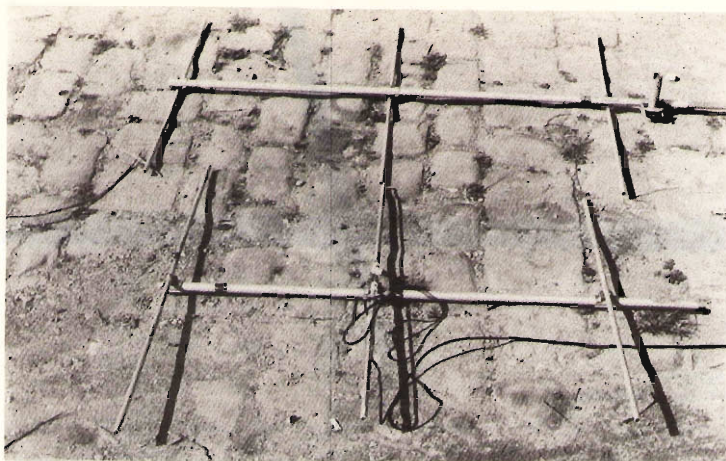



figura 2
L'antenna in due pezzi.

In uno dei pezzi infileremo circa 40 cm di tubo di diametro esterno pari a quello interno del boom. In questo modo si ottiene di poter infilare i due pezzi che costituiscono il boom dell'antenna dentro l'auto (figura 3).

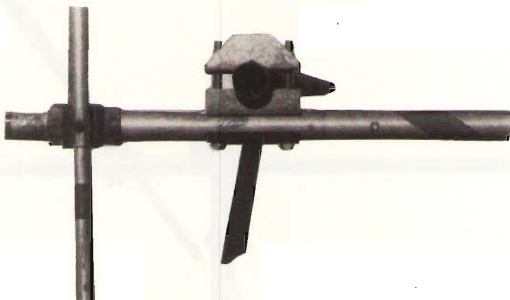



figura 3
Particolare dell'attacco del boom, e del taglio.

Per quanto riguarda gli elementi e il dipolo, li avviteremo a mano sul boom con bulloni a farfalla normalmente reperibili in qualsiasi negozio di ferramenta (figura 4).

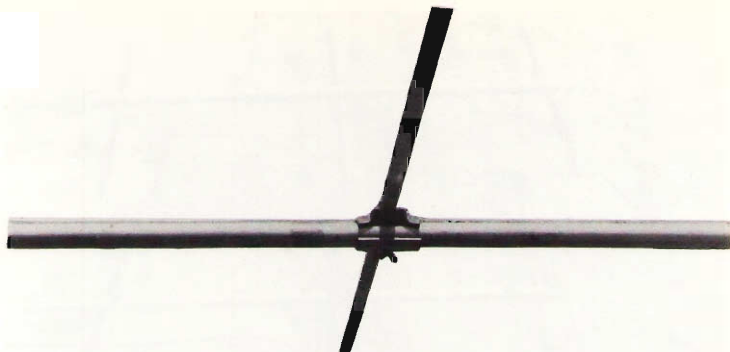



figura 4
Fissaggio degli elementi.

Al dipolo collegheremo il balun con 6 o 7 m di cavo alla cui estremità salderemo un bocchettone.
L'attacco dell'antenna sarà fissato stabilmente su un pezzo di tubo di circa 30 cm di lunghezza il cui diametro interno si adatti a quello esterno del palo (figura 5).

figura 5
Particolare del fissaggio sul boom.

Renderemo quindi l'attacco stabile con due guide che andranno su due viti autofilettanti fissate sul palo (figura 6).

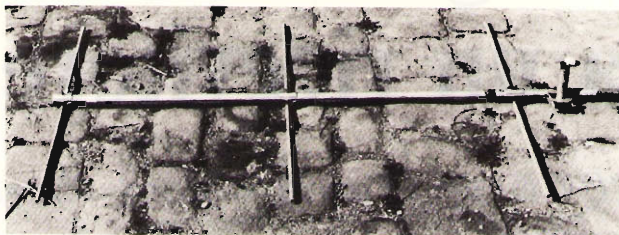



figura 6
Particolare delle guide

Quest'ultimo è costituito da due paletti TV del tipo a innesto (figura 7).

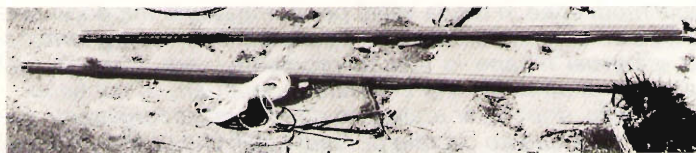



figura 7
Paletti per l'antenna.

A circa 40 cm di distanza dall'attacco dell'antenna metteremo una ralla con tre tiranti di nylon della lunghezza desiderata alle cui estremità fisseremo tre picchetti a spillo da campeggio (figura 8).

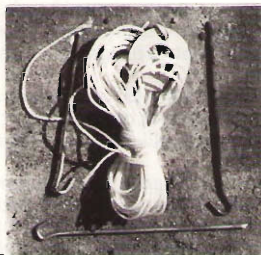



figura 8
Tiranti dell'antenna "portatile".

A questo punto avremo disponibile un'antenna "portatile" che si potrà cioè infilare in qualsiasi automobile e che installeremo in meno di cinque minuti. ✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻

Miglioramenti a un ricevitore

I0YQV Giorgio Fanelli, e Marco Minotti

Ovvero come ridurre i rumori con un noise-blanker economico e veramente efficace.
Il problema che affligge noi OM non dotati di apparati sofisticati e provvisti di filtri efficaci, è il rumore.
Il rumore che nelle nostre bande di comunicazione regna indisturbato e che ognuno a modo suo cerca di eliminare.
Tanti modi sono in teoria validi per combatterlo ma dopo aver realizzato antenne direttive o apparecchi con componenti poco rumorosi rimane lo stesso problema: vedi il rumore per esempio di un radar che continua a penetrare di continuo.
Per questo, dopo aver realizzato dei diversi accorgimenti, siamo arrivati a questo circuito per tutti quelli che hanno problemi di QRN d'ogni tipo.
Vediamo un po' di teoria.

Il rumore

Fondamentalmente i rumori si dividono in due tipi: il cosiddetto "rumore bianco" ovvero quello costituito da uno spettro continuo costante di ampiezza molto simile al rumore materiale presente nei ricevitori o al rumore atmosferico ascoltabile nei medesimi dopo qualche evento naturale particolarmente furioso dal punto di vista elettrico (temporale con lampi, fulmini, ecc.).
Questo tipo di rumore viene eliminato nella maggior parte degli stadi ad alta selettività dei ricevitori commerciali a livello professionale specialmente per quelli dotati di filtri a banda stretta tipo Collins per la ricezione del CW.
In ogni caso questo genere di rumore non è estremamente fastidioso e l'unico danno che può provocare è di ridurre la sensibilità del ricevitore ma, come si dice, "orecchio non sente (il DX) cuore non duole".
Ha lo stesso effetto di un OM dotato di un kilowatt, a qualche decina di kilohertz da noi.
L'altro tipo di rumore è quello più nocivo per noi e perciò da eliminare, stiamo parlando di quel tipo impulsivo casuale con scariche di ampiezza e frequenza diversa e che occupano uno spettro più ampio.

Rumori che sono ad esempio generati da interruttori che scintillano, scariche del motore del frigorifero o del trenino dei bambini del vicino senza poi escludere gli accendigas a rete, ora per fortuna in sostituzione con altri più silenziosi.
Il guaio di questo tipo di rumore è quello di cancellare, sovrapponendosi al segnale del nostro corrispondente "mangiandosi" a volte il rapporto, a volte il nome e il Call e desensibilizzando il ricevitore per il tempo necessario al decadimento dell'AGC.

Metodi per eliminarlo

I metodi che sono stati sperimentati sono stati molti ma il più efficace è risultato quello di rinunciare all'informazione istantanea, peraltro perduta in ogni caso; possiamo evitare tutti gli effetti collaterali cioè di silenziare il ricevitore rendendolo inoperativo per la durata dell'impulso.
Il silenziamento che si crea essendo di brevissima durata (il tempo del singolo impulso) non è sentito dall'operatore che invece nota un'effettiva diminuzione del rumore.
Questo sistema ha il solo difetto di aumentare la durata della "buca" a causa della banda passante del ricevitore.
Questo metodo viene sfruttato per la nostra realizzazione che, come vedrete, oltre ad essere di semplice realizzazione, avrà una notevole efficacia nei vostri ricevitori.

Il circuito

Il circuito è visibile in figura 1 ed è il noise-blanker in questione.

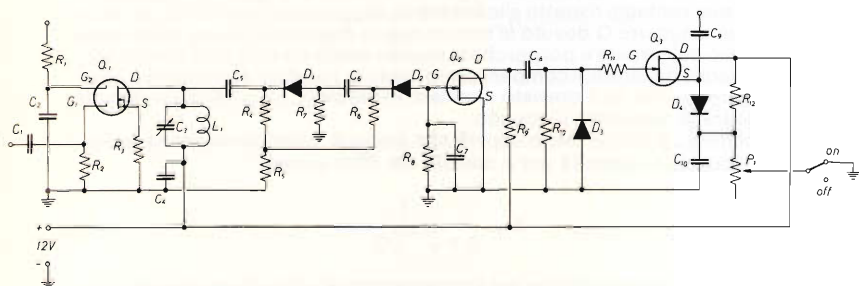



figura 1

R_1, R_{11} 2,2 MΩ
R_2, R_7 100 kΩ
R_3 270 Ω
R_4, R_5, R_6, R_8, R_{10} 1 MΩ
R_9, R_{12} 10 kΩ
tutte da 1/4 W

P_1 25 kΩ, potenziometro
C_1 47 pF
C_2, C_4 50 nF
C_3 vedi articolo
C_5, C_6, C_9 1 nF
C_7 68 pF
C_8 10 nF
C_{10} 20 nF
(consigliamo ceramici di buona qualità)

D_1, D_2, D_3 1N914 o simili al Ge
D_4 1N34A o simili
Q_1 40673 mosfet
Q_2, Q_3 MPF102

Il funzionamento è abbastanza semplice, comunque lo illustriamo per chi non ne conosce il funzionamento.
Il primo mosfet (un comune 40673 RCA) ha la funzione di amplificare il rumore ovvero serve a portare il rumore a un livello accettabile; per fare lavorare il secondo stadio, segue un passabanda L-C realizzato su toroide che ha la funzione di ripulire il segnale amplificato di eventuali spurie presenti a monte e generate dall'amplificazione precedente.
Questo filtro deve funzionare alla stessa frequenza intermedia del ricevitore, nel nostro ricevitore di prova è 3.395 kHz (TRIO TS510), per IF diverse è possibile cambiare il toroide e l'induttanza.
Nello schema elettrico è previsto un solo condensatore C_3 ma in pratica abbiamo visto che è meglio accoppiare un condensatore fisso a un compensatore variabile i cui valori variano da frequenza a frequenza intermedia per cui riportiamo questa tabella:

IF (kHz)	*toroide*	*spire*	L_1 *(μH)*	C_3	C_{V3} *(pF)*
455	*T50-15*	*40*	*21*	*5700*	*30÷180*
3.395	*T50-1*	*40*	*16*	*5700*	*30÷180*
9.000	*T50-2*	*40*	*7*	*5700*	*10÷60*

Per qualsiasi difficoltà possiate trovare a fare questi calcoli vi invitiamo a scriverci e vi daremo una mano.
In ogni caso si consiglia l'uso del toroide siglato con T50 da mezzo pollice (13 mm) di diametro esterno in quanto è quello previsto sullo stampato.
Due parole vanno spese sul fatto che tali toroidi non sono di facile reperibilità, sono importati in Italia da diverse Ditte fra cui la STE a cui bisogna ricorrere per averli.
Si possono usare altri tipi di toroidi ma in questo caso è necessario modificare lo stampato.
Si è preferito l'uso di toroidi che, pur occupando uno spazio maggiore, offrono due vantaggi rispetto alle bobine su supporto ceramico con nucleo e cioè un maggiore Q dovuto al minore flusso disperso a causa della forma di anello del toroide e poi perché in questo modo si ha un solo componente variabile da tarare, il compensatore posto in parallelo alla bobina (per alcune frequenze ne è previsto uno fisso in parallelo a C_{V3} variabile) tale da mandare in risonanza il circuito.
Ricordiamo ai lettori meno esperti che bisogna tener conto anche del valore di questa capacità per il calcolo del filtro e cioè:

$$f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

dove C è la capacità media del compensatore e L è il valore dell'induttanza, mentre f è la frequenza di risonanza.
Dopo il filtro viene un particolare rilevatore di impulso che serve a rendere continua la tensione impulsiva (solo quella) cioè praticamente ad avere un segnale a onda quadra dello stesso periodo dell'impulso del rumore presente all'ingresso.
Vi riesce in virtù del gruppo RC compreso fra i due diodi e dal pulitore di reazione composto da tre resistenze da 1 MΩ. Di lì il segnale entra, ormai rettificato, in un amplificatore a fet costituito dall'infaticabile e ormai celebre MPF102 il quale ha la funzione di rinforzare il debole segnale proveniente dal radrizzatore.

Ricordiamo a tal fine che lo stadio successivo è uno switch per cui deve lavorare in saturazione-interdizione cioè con livelli di ingresso talmente alti da non dare noie.
Come abbiamo gia detto, lo stadio successivo (un altro MPF102) è lo switch che effettua la cancellazione effettiva del rumore di sottofondo disattivando il primo amplificatore di IF. Questa disattivazione avviene portando a zero il livello del segnale di media frequenza e cioè cortocircuitando per la durata dell'impulso di rumore il canale di media a massa.
P_1 serve a regolare la risoluzione sul rumore dell'intero sistema regolando la polarizzazione su D_4.
Praticamente regola la resistenza di corto del segnale a massa e di conseguenza l'attenuazione del rumore, per altro questo controllo può essere sostituito con una resistenza semifissa (trimmer) oppure un registratore fisso, trovato quel valore che si adatta di più ai propri gusti.

Realizzazione pratica

Prima di tutto vogliamo ricordarvi che siccome si lavora a frequenze abbastanza critiche bisogna curare la schermatura con la maggior cura possibile. Il tutto deve essere racchiuso in una scatola del tipo TEKO o simili con un foro sopra il compensatore per tarare il circuito sulla frequenza di risonanza. I collegamenti vanno effettuati con cavo della serie RG (174U o similari) stagnato a massa da ambo i lati.
Particolare attenzione richiede anche la realizzazione dello stampato che deve essere preciso anche se non del tutto critico; anche la scelta dei componenti deve essere quanto mai precisa.
Le saldature poi devono essere curate specialmente se verrà installato all'interno dell'apparato per non doverlo riaprire per una saldatura fredda.
Sarebbe meglio realizzare il circuito su una basetta doppia faccia, lasciando da un lato tutto il rame che verrà sfasato con un trapano all'altezza dei componenti a massa da entrambi i lati.

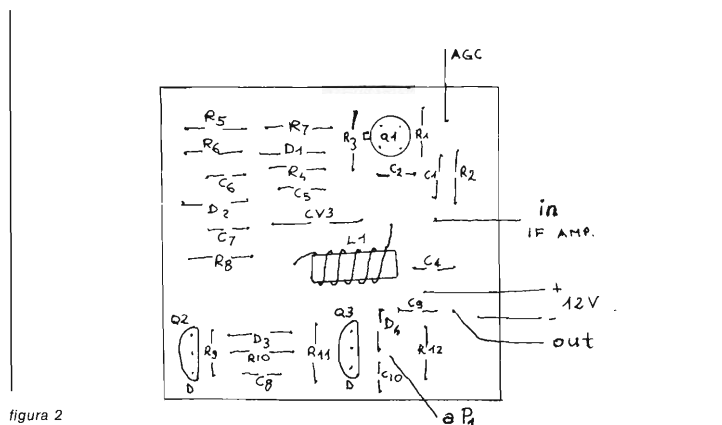
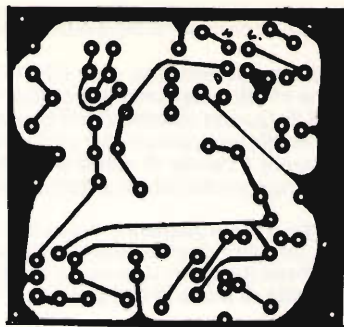
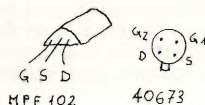



figura 2

Assemblaggio del noise-blanker.

Lo stampato è visibile in figura 2; è possibile riprogettare lo stampato su una basetta a punti realizzando i collegamenti con del rame, attenti però alla realizzazione del circuito risonante. Per quanto riguarda l'alimentazione, procuratevi dentro o fuori l'apparato i 12 V che vi servono; a tal fine consigliamo di prenderli dalle finali (filamenti) e raddrizzarli o duplicarli secondo i casi; se poi avete un apparato a transistor non ci sono problemi.

Installazione e taratura del circuito

Come tutti i circuiti elettrici, anche questo noise-blanker abbisogna di una taratura e una corretta installazione.
Vediamo un po' come si collega: l'ingresso su R_1 va collegato alla linea dell'AGC del ricevitore e fin qui non ci sono problemi perché si tratta di tensioni continue.
Per i ricevitori che ne fossero sprovvisti, lasciatelo scollegato ricordandovi però di tenere il controllo di RF GAIN del RX basso in presenza di segnali alti, altrimenti Q_1 potrebbe "autoscillare" distorcendo e generando più problemi di quanto l'intero circuito ne risolva.
L'ingresso su C_1 va collegato tramite cavetto schermato (RG174U o simili) sull'ingresso del primo elemento attivo (integrato, fet, mos o tubo termoionico) che costituisce il primo amplificatore di media frequenza.
Qualora l'amplificatore fosse costituito da più elementi in cascata, si colleghi C_1 al primo amplificatore di MF, all'ingresso. Qualcuno a questo punto si domanderà: ma come si riconosce il primo amplificatore dal secondo? La risposta è semplice: fra i due amplificatori ci deve essere una bobina detta "trasformatore di media frequenza" che serve per adattare i due stadi. Sull'ingresso di questo trasformatore bisogna collegare l'uscita del circuito, ovvero C_9, sempre tramite cavetto coassiale.

A questo punto "l'aggeggio infernale" è installato; per la taratura esistono due sistemi:

1) Si trova una zona di frequenza particolarmente rumorosa e si agisce con un cacciavite antinduttivo (isolato) su C_{V3} fino a che si trova il punto in cui il rumore si attenua notevolmente.

2) Questo è un metodo più scientifico: si tratta di procurarsi un generatore di RF alla frequenza intermedia e un voltmetro, possibilmente con probe RF, o un qualsiasi indicatore tipo oscilloscopio.
Si collega il generatore fra il drain di Q_1 e il blocco L-C e massa tramite una piccola capacità ($\approx$50 pF) e il voltmetro fra C_5-D_1 e massa; poi, dando un'uscita di 10÷20 mV_{RF} si tara C_{V3} per la massima uscita sul voltmetro.

Ora abbiamo ottenuto una taratura efficace per il nostro noise-blanker. Speriamo di essere stati chiari nella descrizione del circuito.
In ogni caso per qualsiasi problema e arrabbiatura varia vi invitiamo a scriverci anche per adattare il circuito al vostro apparato qualora abbia una media al di fuori della tabella da noi stilata.
Vi rimandiamo per calcoli fra toroidi a tabelle presenti sugli Handbooks che per brevità non abbiamo riportato.

Bibliografia

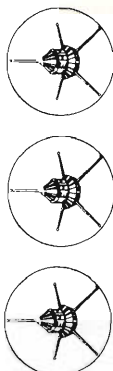
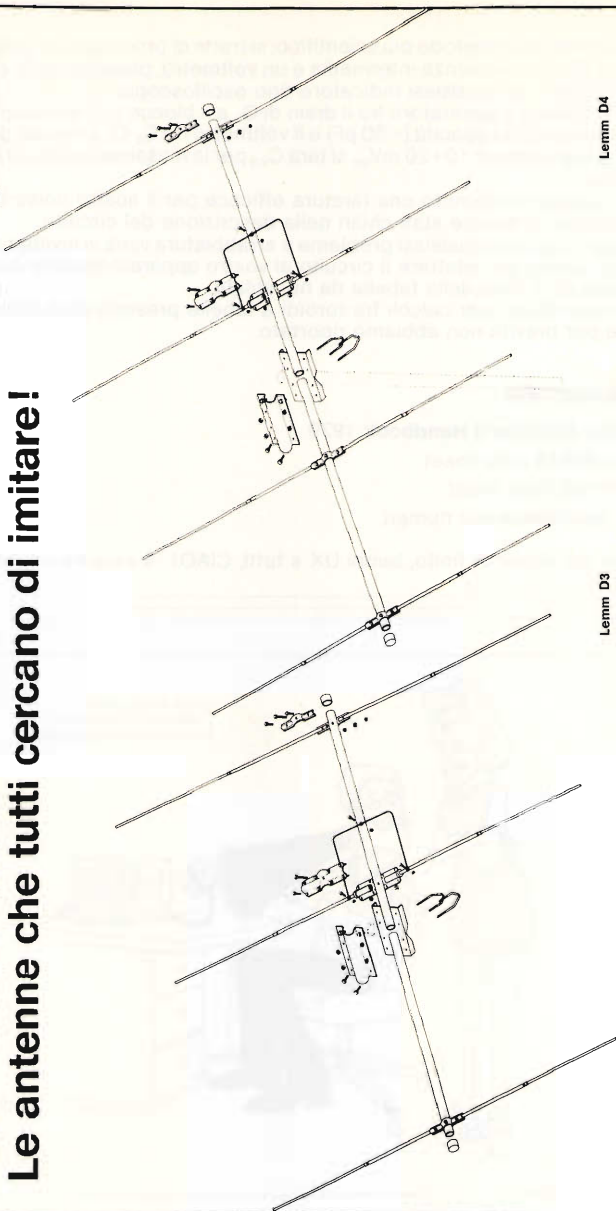
Radio Amateur's Handbook 1979

RCA40673 data sheet

MPF102 data sheet

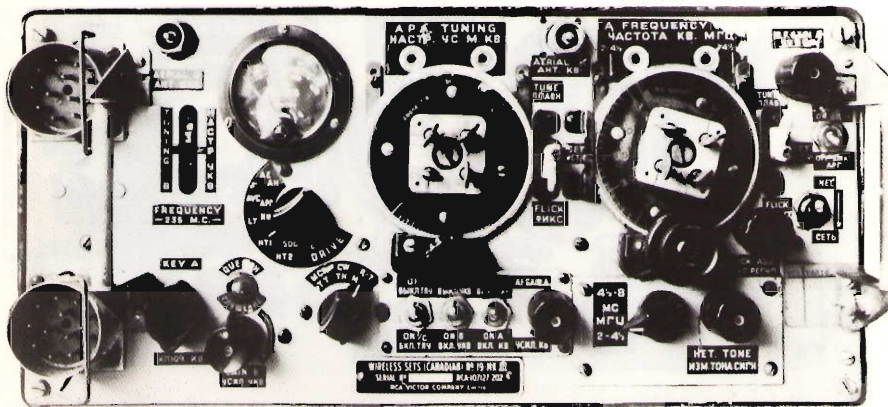
cq elettronica vari numeri.

Con ciò abbiamo finito, buoni DX a tutti, CIAO! ✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻✻

10 ANNI DI ESPERIENZA
PER I MIGLIORI QSO
Le antenne che tutti cercano di imitare!
ANTENNE
lemm
de blasi geom. vittorio
Via Negroli, 24 - MILANO
Tel. (02) 2591472-726572
Lemm D3
Antenna direttiva a tre elementi. Frequenza 26 ÷ 30 MHz; impedenza 50 ohm; guadagno maggiore di 9 dB; potenza massima 1200 W; polarizzazione orizzontale e verticale; modulo di taratura per l'eliminazione totale delle SWR (onde stazionarie).
Lemm D4
Antenna direttiva a quattro elementi. Frequenza 26 ÷ 30 MHz; impedenza 50 ohm; guadagno maggiore di 11 dB; potenza massima 1200 W; polarizzazione orizzontale e verticale; modulo di taratura per l'eliminazione delle SWR (onde stazionarie).

Messa in funzione e uso della stazione

WS19

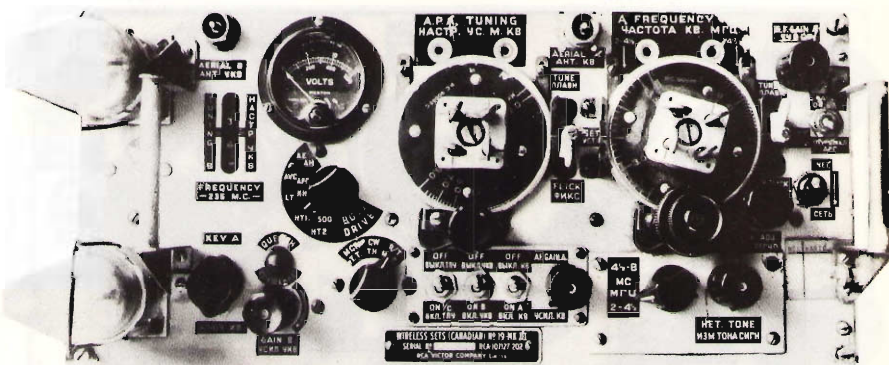
ing. Gianni Becattini

La stazione 19 (WS 19 = Wireless Set 19), detta "canadese", anche se fabbricata un po' dovunque, è uno degli apparati surplus più diffusi provenienti dalla seconda guerra mondiale.

Il frontale della unità principale con le tipiche scritte bilingui americano/russo ha un aspetto tremendamente complicato.
La 19 offriva per l'epoca un interessante rapporto dimensioni/prestazioni.

Malgrado gli anni, è tuttora usata in molte parti del mondo per svolgere servizi di primaria importanza grazie alla sua elevatissima affidabilità.
Potendo essere usata nelle gamme dei 40, 45 e 80 metri, risulta molto interessante, oltre che per il collezionista, anche per il radiantista principiante a patto però che non si lasci fulminare dalle elevate tensioni impiegate per l'alimentazione.

Se si trascurano gli articoli volti a distruggerla o, peggio, a modificarla, sono quasi dodici anni che **cq elettronica** *non si occupa più della 19, da quando l'ottimo Umberto Bianchi la descrisse compiutamente nel numero del dicembre 1969.*
Ritengo quindi di fare cosa gradita a molti occupandomi ancora di questo apparato, riferendomi in particolare alle versioni MKIII, quella in mio possesso, e MKII, forse la più diffusa.
Elencherò:

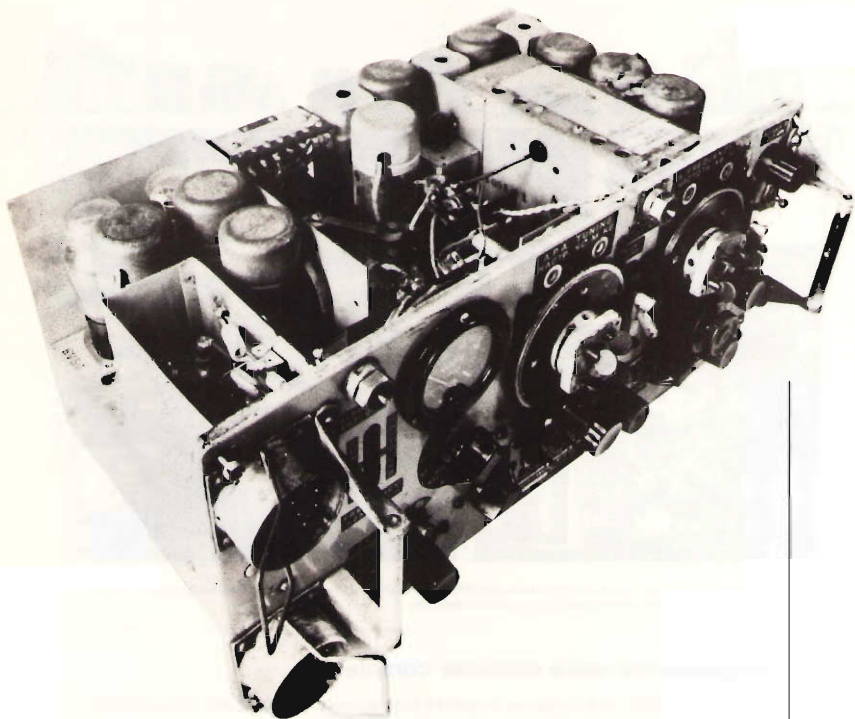
1) *I dati tecnici essenziali;*
2) *Le parti che compongono la stazione completa;*
3) *Le funzioni di tutti i vari comandi;*
4) *Le norme per la messa in funzione e per l'impiego.*

NON *parlerò invece di modifiche poiché il solo pensiero che una empia mano possa attentare in alcun modo alla storica perfezione di una 19 mi fa stare male; le sole modifiche ammesse sono quelle suggerite dal saggio Bianchi nell'articolo già citato.*

Altra vista della WS 19.

Principali caratteristiche tecniche della 19

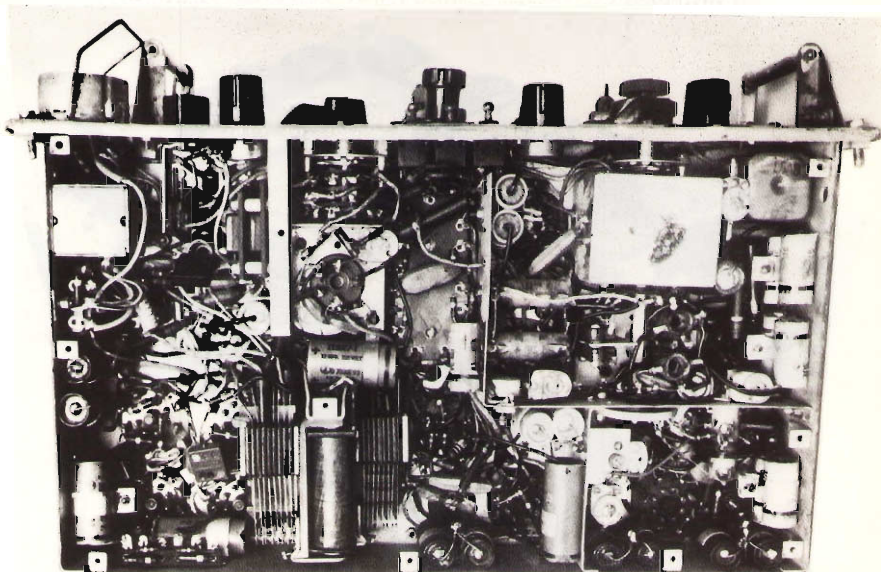
Apparato militare di progettazione canadese concepito per installazioni veicolari composto di tre sezioni:

- **Ricetrasmettitore operante in HF** da 2 a 8 MHz in due bande da 2 a 4,5 MHz e da 4,5 a 8 MHz.
  - Funzionamento in telegrafia non modulata (CW), telegrafia modulata o fonia.
  - Ricevitore supereterodina con stadio amplificatore a radio frequenza e semplice conversione.
  - Valore della frequenza intermedia 465 kHz.

- Potenza di ingresso allo stadio finale del trasmettitore di circa 25 W per comunicazioni bordo/bordo, bordo/terra o terra/terra.
- Memoria meccanica per la ricerca rapida di due frequenze preselezionabili di uso corrente.
- Accordatore ("variometro") per l'utilizzo di antenne a stilo di modesta lunghezza.

Vista di tre quarti, la 19 rivela la compattezza del suo disegno.

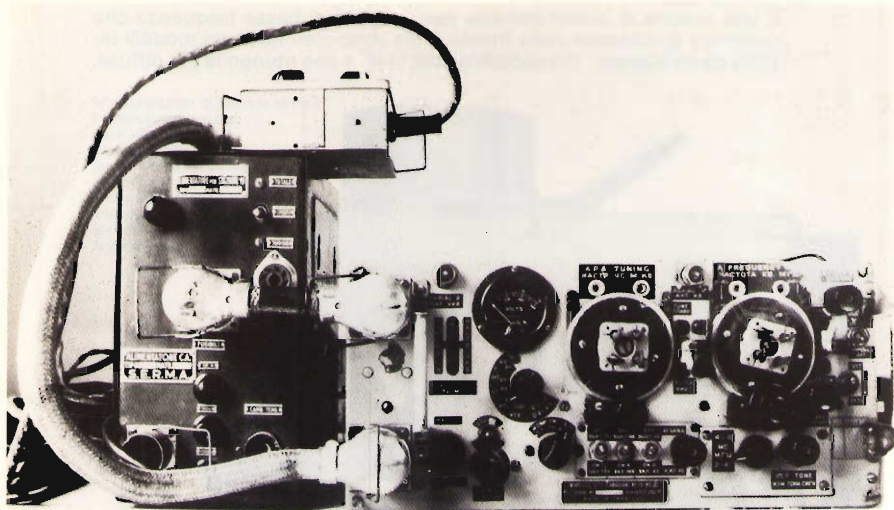
- **Ricetrasmettitore operante in UHF** da 230 a 240 MHz in fonia.
  - Ricevitore in super-reazione.
  - Trasmettitore di piccola potenza per uso radiotelefono in comunicazioni bordo/bordo.
- **Interfono per comunicazioni interne** completamente separato e indipendente da tutti gli altri circuiti.

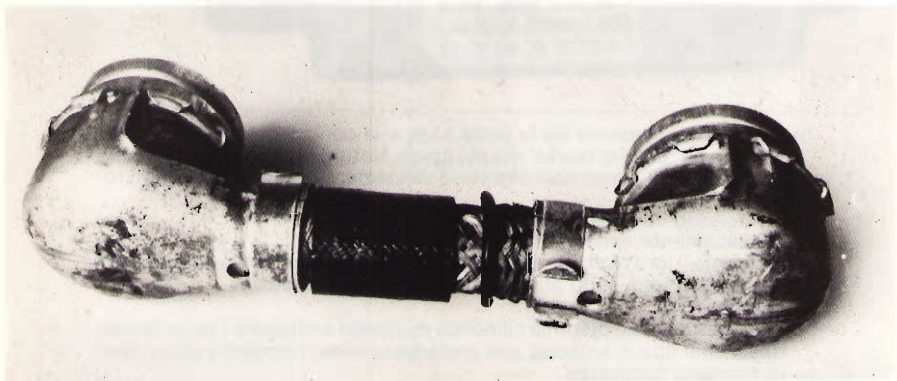
Caratteristiche comuni:

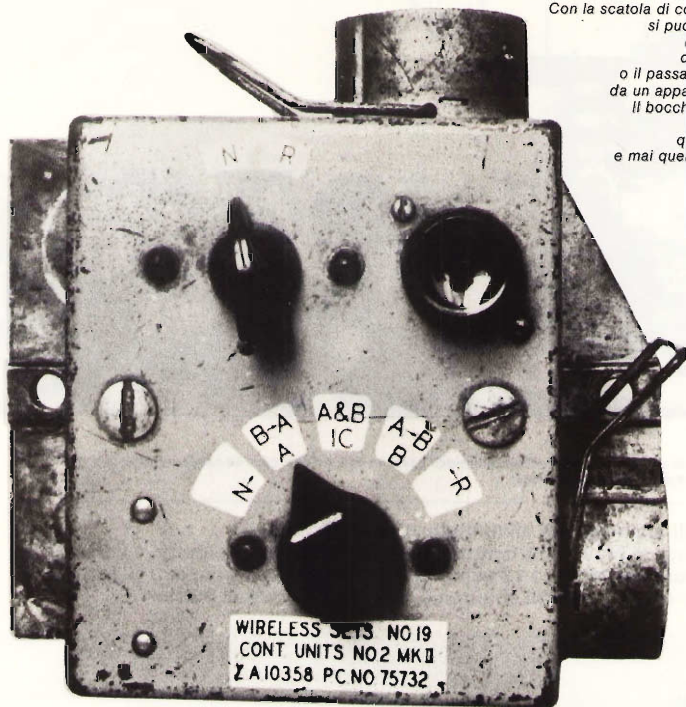
- 15 valvole
- Alimentazione con dinamotore separato.
- Passaggio ricezione/trasmissione con telecomando a relè.
- Possibilità di funzionamento "in ponte" da una sezione all'altra.

Rimuovendo il fondo, si può contemplare, assieme a una complessa circuiteria, il relè con un gran numero di contatti facilmente accessibili per la manutenzione.

Composizione della stazione completa

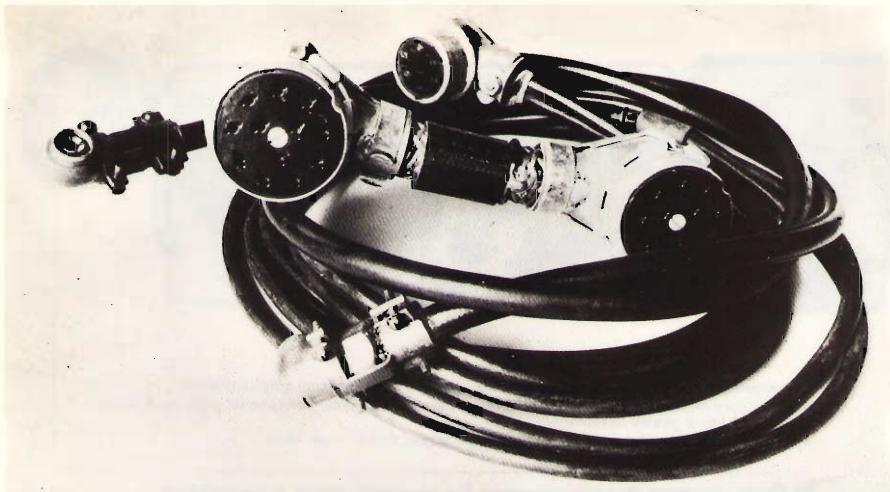
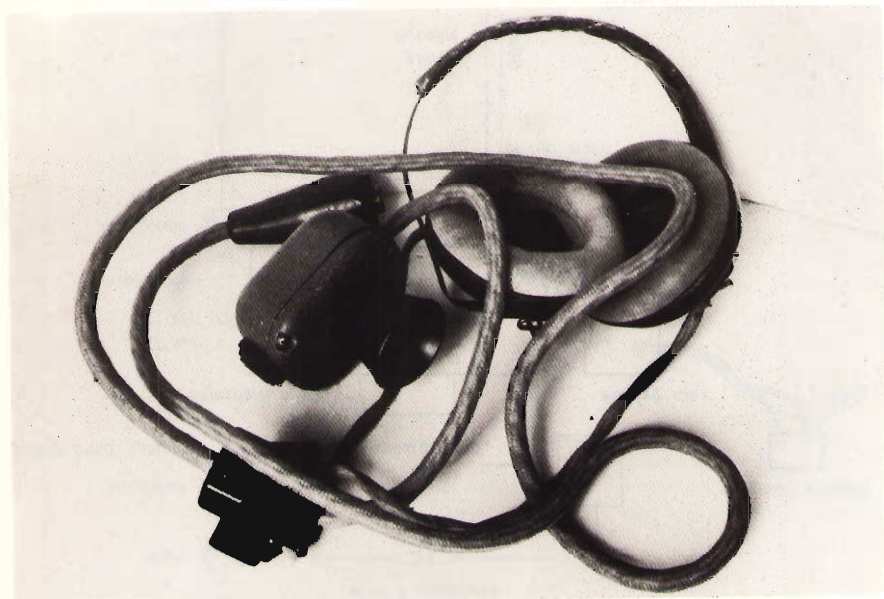
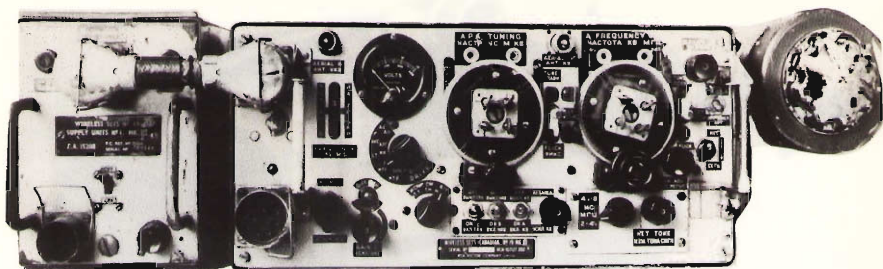
La 19 è una stazione originariamente composta di molte parti, quasi tutte ancora reperibili per la gioia del collezionista.
Le principali sono:

1) Apparato base, racchiuso nel cofano metallico.
2) Alimentatore da corrente continua; serve per ottenere, dalla tensione di batteria di un veicolo (12 V), le tensioni anodiche necessarie al funzionamento delle valvole.
   È stato costruito almeno in tre modelli:
   N° 1 per la 19MKII
   N° 1 per la 19MKIII
   N° 2 per la 19MKIII
   Gli alimentatori N° 1 impiegavano due dinamotori e potevano essere alimentati solo a 12 V (o a 24 con pericolosi artifici) mentre il N° 2, con un dinamotore per i 12 o i 24 V.
   Nessun alimentatore in alternata era originalmente previsto.

L'insieme della stazione 19 con l'alimentatore dell'esercito italiano che, oltre ad essere enorme, non era certo un esempio di tecnica raffinata...

3) Cavo di connessione alimentatore/apparato base.
È un cavo di brevissima lunghezza corredato da due connettori, a 6 poli nella versione MKII e a 12 nella MKIII. La sua forma particolare gli fruttò, presso i commercianti di surplus, il nome di "osso di morto".

Il cosiddetto "osso di morto" che collega l'unità base all'alimentatore.

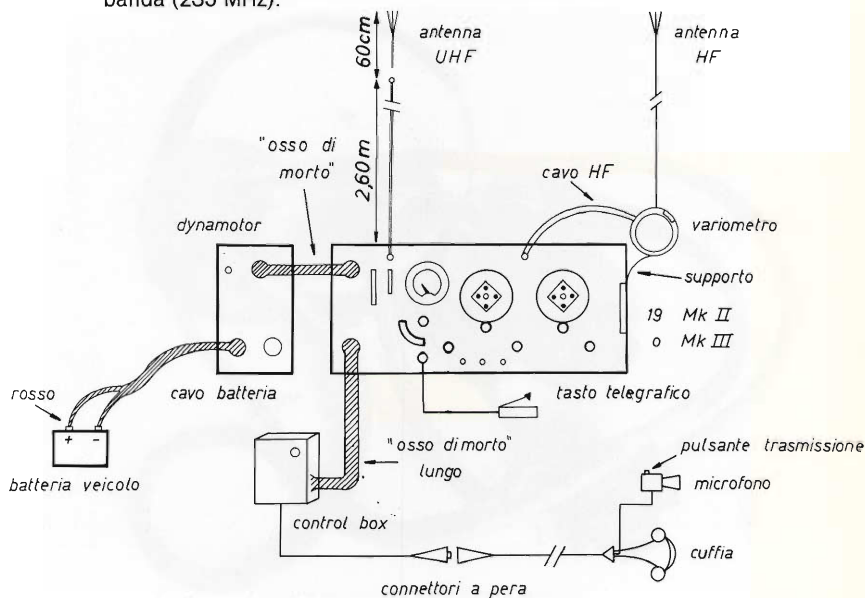
4) Control box.
È una scatola di commutazione per i segnali di bassa frequenza che permette di ottenere varie funzioni. Ne sono stati fatti vari modelli distinti da un numero. Considererò solo la N^0 1 che ritengo la più diffusa.

Con la scatola di commutazione si può selezionare uno qualsiasi degli apparati o il passaggio a ponte da un apparato all'altro. Il bocchettone usato deve essere quello laterale e mai quello superiore.

---

5) Cavo di connessione tra la unità base e la control box.
È simile all'"osso di morto" ma più lungo. Noterò per inciso la splendida esecuzione di questi cavi che sono validamente schermati e molto robusti.
6) Complesso cuffia e microfono.
Probabilmente esistono in molte versioni diverse.
Malgrado il loro peso paragonabile a quello di un moderno ricetrasmettitore completo, sono abbastanza comodi e funzionali.
7) Variometro.
È un apparecchio di forma cilindrica destinato a ottenere l'accordo con quasi ogni tipo di antenna, con preferenza verso i modelli a stilo o filari di modesta lunghezza.
È molto ricercato perché è stato usato anche con stazioni diverse dalla 19.

L'«osso di morto» assieme al cavo di antenna con i tipici connettori e il cavo batteria

Cuffia e microfono pesano più di un moderno walkie talkie ma non sono abbastanza pratici da usare.

Il variometro, a destra, ha avuto diversi supporti, molti dei quali realizzati artigianalmente.
Non avendone alcuno, è consigliabile fabbricarselo per evitare continui "rotolamenti" sul piano di lavoro quando si tenta di girarne la manopola.
A sinistra è visibile l'alimentatore originale in continua del tipo N⁰ 1 per MKIII.

---

8) Cavo antenna di collegamento tra apparato base e variometro.
9) Cavo antenna apparato B.
   Deve avere una lunghezza tassativa di 2,60 m per risuonare al centro banda (235 MHz).

60cm
antenna UHF
antenna HF
"osso di morto"
2,60 m
cavo HF
dynamotor
variometro
supporto
19 Mk II o Mk III
rosso
cavo batteria
tasto telegrafico
batteria veicolo
"osso di morto" lungo
pulsante trasmissione
microfono
control box
cuffia
connettori a pera

Composizione della stazione WS 19.

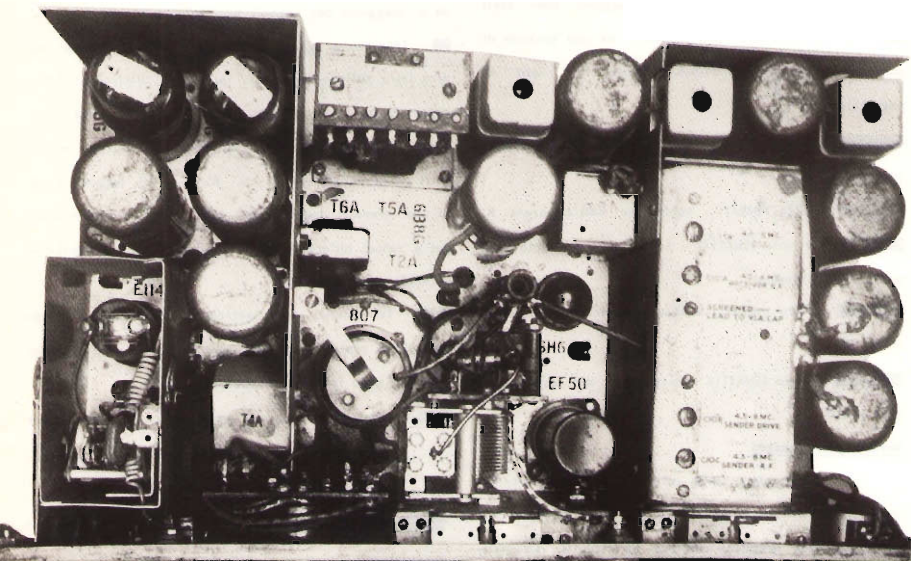
10) Antenna a stilo di 60 cm per l'apparato B.
11) Antenna a stilo di 2,80 m per l'apparato A.
12) Cavo di collegamento tra l'alimentatore e la batteria.
    I cavi, di grossissima sezione, sono calcolati per evitare ogni perdita in trasmissione (l'assorbimento è di quasi 10 A).
13) Tasto telegrafico con cordone e spinotto.

La figura in basso a pagina precedente indica come collegare tutti i vari elementi.

I comandi della 19

I comandi della 19 sono molto numerosi tanto da renderne il pannello frontale uno dei più complicati tra quelli degli apparati surplus.

Li distingueremo in cinque gruppi fondamentali:

Gruppo 1 - Comandi generali.
Gruppo 2 - Sezione galvanometro.
Gruppo 3 - Comandi dell'apparato A.
Gruppo 4 - Comandi dell'apparato B.
Gruppo 5 - Comandi della scatola di commutazione.

L'interno rivela la costruzione molto funzionale e senza sprechi di spazio.

Comandi generali

ON-OFF (sul dinamotore)-Interruttore generale di accensione di tutta la stazione. Ponendolo in ON si ha la attivazione dei dinamotori che dai 12V della batteria generano le tensioni anodiche di alimentazione.

Nella 19MKIII l'interruttore ON/OFF fa partire solo il dinamotore che genera l'anodica a 275V. L'altro, quello che genera i 600 V, parte solo all'atto della commutazione in trasmissione. Si noti che contrariamente all'uso corrente nella 19 la posizione attiva degli interruttori corrisponde alla leva di comando rivolta in basso. L'accensione del dinamotore non implica tuttavia l'accensione degli apparati della 19 che sono a loro volta subordinati da altri comandi sul pannello della 19 vera e propria.

Nel caso di alimentatori in alternata e' difficile dare delle indicazioni precise perche' sono stati fabbricati in modo del tutto "casuale" da una miriade di utenti diversi e possono quindi differire tra loro di parecchio.

A ONLY-ALL (solo 19MKII) - Accensione del solo apparato A o di tutti.

OFF-ON B - (solo 19MKII) - Accensione dell'apparato B.

OFF-ON I/C - (solo 19MKIII) - Accensione del solo apparato I/C (interfono).

OFF-ON B - (solo 19MKIII) - Accensione del solo apparato B (UHF).

OFF-ON A - (solo 19MKIII) - Accensione del solo apparato A (HF).

Sezione galvanometro

La stazione 19 in tutte le sue versioni dispone di un utile strumento di misura per rilevare alcune grandezze elettriche relative ai circuiti. Lo strumento in questione dispone di due scale tarate in valori di tensione, da 0 a 15 V f.s. e da 0 a 600 V f.s. ma permette di effettuare anche la misura della corrente in antenna quando alla stazione sia accoppiato il variometro originale. La funzione dello strumento puo' essere selezionata a mezzo di un comando rotativo che dispone delle seguenti posizioni:

AE - Misurazione della corrente in antenna quando sia impiegato il variometro originale. Il variometro dispone di un trimmer (accessibile togliendo la calotta frontale con manopola) che serve a variare l'elongazione dello strumento; le indicazioni fornite non hanno pertanto valore assoluto ma soltanto relativo.

AVC - Tensione sulla linea del controllo automatico di volume. E' una specie di S-meter anche se le sue indicazioni sono troppo approssimative. La presenza di un segnale provoca un movimento a ritroso dell'indice, cioè una diminuzione del valore misurato. Questa diminuzione e' maggiore per segnali piu' intensi.

LT - Tensione di alimentazione dei filamenti. Deve essere letta sulla scala 0÷15V. Quando si utilizza il dinamotore si ha la pura e semplice indicazione della tensione di batteria; con l'alimentatore in alternata e con tutti gli apparati spenti puo' accadere di leggere valori piu' elevati, anche oltre i 15V, che si ridurranno poi a valori tollerabili con l'accensione di uno qualsiasi degli apparati.

HT 1 - Tensione di alimentazione anodica a 275 V nominali. Deve essere letta sulla scala 0÷600V. Variazioni di ± 10% sono facilmente tollerate.

HT 2 - Tensione anodica del trasmettitore di 500V nominali. Anche in questo caso sono tollerate notevoli variazioni senza apprezzabile calo di prestazioni.

8036 DRIVE - Tensione di catodo della valvola finale in trasmissione.

Apparato A

L'apparato A che opera in HF e' quello che richiede piu' comandi ed e' anche quello di maggiore interesse per l'impiego partico della 19.

MCW-CW-R/T - Selettore del modo di funzionamento; rispettivamente telegrafia modulata, telegrafia non modulata e fonia. Il passaggio ricezione/trasmissione avviene nei primi due casi con la inserzione dello spinotto nella presa KEY A (vedi sotto) e nel terzo con la pressione dell'apposito tasto sul microfono.

AF GAIN A (**GAIN A** sulla MKII) - Regolazione del volume in cuffia.

RF GAIN A - (solo su 19MKIII) - Regolazione di sensibilita' dello stadio a radio frequenza. Agisce sulla tensione del controllo automatico di volume.

4½-8/2-4½ MC - Selettore di banda 4½-8 MHz o 2-4½ MHz.

A FREQUENCY MC - Comando di sintonia con riportate le scale sulle due semicirconferenze periferiche. Si considera l'indice di destra per la banda 4½-8 MHz e quella di sinistra per la 2-4½. La manovra della sintonia puo' essere eseguita per mezzo di una manopola a demoltiplica che nella MKIII e' doppia per offrire due rapporti di riduzione diversi.

Poiche' il comando e' unico per ricezione e trasmissione, non e' possibile trasmettere su frequenza diversa da quella di ricezione.

Sono presenti, sul mozzo di questo comando, quattro viti a galletto che assieme al TUNE/SET/FLICK servono per prefissare due frequenze a scelta (vedi dopo).

A P.A. TUNING - Il circuito di antenna non e' accordato con un sezione del variabile di sintonia ma dispone di un comando separato, A P.A. TUNING, del tutto simile a quello di sintonia, che deve essere aggiustato sulla stessa frequenza di quest'ultimo (vedi uso in trasmissione). Anche per il A P.A. TUNING ha i meccanismi di predisposizione per la memorizzazione di due frequenze (v. dopo).

TUNE-SET-FLICK e galletti - E' possibile memorizzare meccanicamente due frequenze per poterle poi richiamare rapidamente. Poiche' oltre al comando di sintonia si deve pure usare quello di accordo, il dispositivo di memoria e' presente sia sul A FREQUENCY MC che sul A P.A. TUNING.

Le due frequenze memorizzate sono contraddistinte da due colori, rispettivamente blu per la prima e rosso per la seconda.

Le posizioni del selettore TUNE-SET-FLICK corrispondono a:

TUN: - Funzionamento in sintonia continua. La demoltiplica e' operativa.

SET - Memorizzazione di una frequenza. La demoltiplica e' ancora operativa.

FLIC - Ricerca di una frequenza memorizzata. La demoltiplica e' disingaggiata e la rotazione del variabile si effettua agendo manualmente sul rilievo quadrangolare presente al centro del disco A FREQUENCY MC o A P.A. TUNING. Quando nella rotazione si incontra la posizione corrispondente ad una frequenza memorizzata, si ha uno scatto e il disco si arresta, mentre nelle finestrelle rotonde a contorno rosso o blu sopra il disco stesso compare un punto bianco che indica che la frequenza contraddistinta da quel colore e' presente.

Per richiamare una frequenza precedentemente memorizzata si deve:

1) Porre TUNE-SET-FLICK del disco desiderato su FLICK.

2) Ruotare manualmente il disco desiderato fino a far comparire nella finestrella rossa o blu il punto bianco, rossa per la frequenza rossa e blu ovviamente per la blu.

Per memorizzare una frequenza invece:

1) Porre il selettore TUNE-SET-FLICK del disco desiderato su FLICK.

2) Far ruotare il disco fino a far comparire il punto bianco nella finestrella di colore in corrispondenza del quale si vuole memorizzare la frequenza.

3) Porre TUNE-SET-FLICK su SET.

4) Allentare i due galletti del colore che interessa. Se il tempo avesse asportato ogni residuo di vernice ricordare che i galletti blu sono quelli corti e rossi quelli lunghi.

5) Ruotare il disco sulla frequenza desiderata, eventualmente usando la manopola demoltiplicata.

6) Stringere i galletti precedentemente allentati.

7) Portare il TUNE-SET-FLICK su TUNE per la sintonia continua o FLICK per la ricerca di frequenze memorizzate

HET TONE - Comando della frequenza dell'oscillatore locale di battimento (BFO). E' attivo solo quando il commutatore MCW-CW-R/T e' in posizione CW. Per quanto il suo scopo fosse solo quello di rivelare acusticamente segnali in telegrafia non modulata (CW), con una regolazione attenta combinata con quella del comando di sintonia si puo' ricevere anche emissioni in banda laterale soppressa (SSB). In questo senso la MKIII e' preferibile per il maggiore rapporto di riduzione della demoltiplica.

NET (deviatore a pallino sulla 19MKIII; pulsante sulla MKII) - Controllo della isoonda col corrispondente. Serve per attivare in ricezione l'oscillatore della sezione trasmittente. Per fare isoonda si deve:

1) Sintonizzare normalmente il corrispondente.

2) Attivare il NET.

3) Regolare la sintonia fino a far cessare il fischio di sottofondo.

4) Disattivare il NET.

AVC ON-OFF - (solo 19MKIII) - Esclusione del controllo automatico di volume.

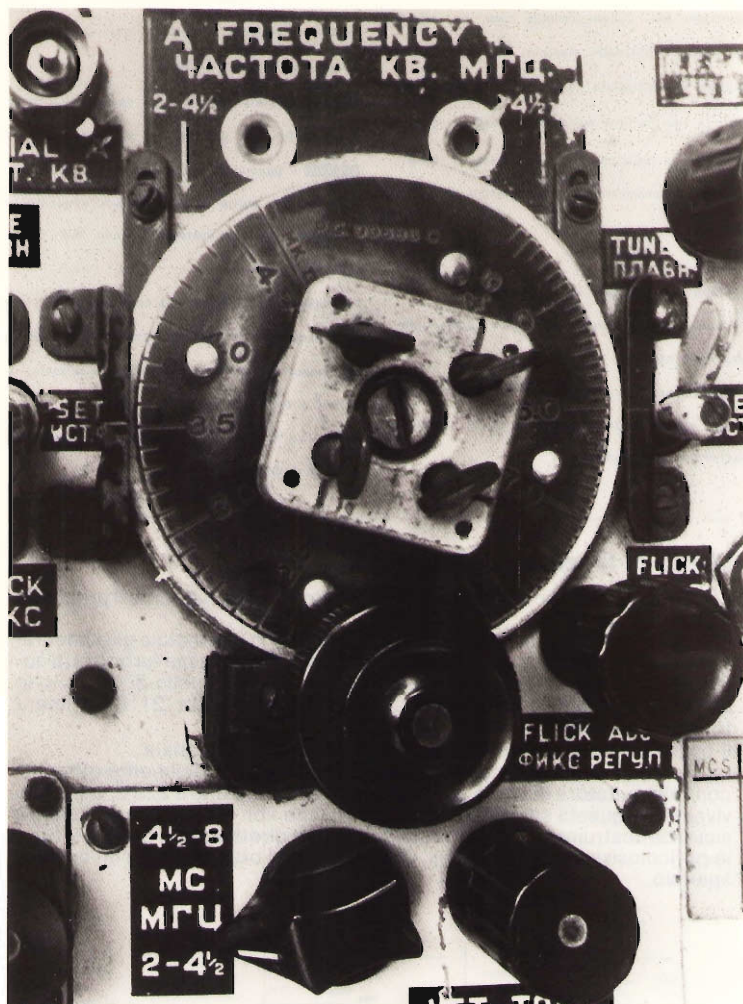
FLICK ADJ. - Aggiustamento fine di una frequenza memorizzata. Consente correzioni di ± 2% a 4 MHz e di ± 4% a 8MHz.

KEY A - La presa per il tasto telegrafico KEY A e' contemporaneamente anche un comando, poiche' serve per passare in trasmissione o in ricezione rispettivamente inserendo o estraendo il jack tipo PL-55.

Si noti che l'effetto dell'inserzione e' sempre presente, in tutte le posizioni del selettore MCW-CW-R/T, ma che nelle prime due posizioni si ha emissione della portante solo a tasto schiacciato e nella terza non si ha segnale dal microfono se non premendo l'apposito pulsante su questo ultimo.

VARIOMETRO - Il variometro ha un unico comando esterno costituito da una grossa manopola metallica e di una finestrella con sotto una scala graduata da 0 a 100 e da 100 a 200. Mediante la rotazione della manopola si ottiene l'accordo per una buona classe di antenne (vedi istruzioni per l'uso in trasmissione). La scala bassa, da 0 a 100 serve per la gamma inferiore (selettore 4½-8 / 2-4½ in posizione 2-4½) e quella alta, 100÷200, per quella superiore (4½-8).

I tratti di scala estremi sono individuati da un segno rosso che si estende dalla fine di una gamma agli inizi dell'altra. L'accordo non deve MAI avvenire in questi settori rossi.

TRIMM. - All'interno del variometro, sotto la calotta che porta la manopola di accordo, si trova un potenziometro semifisso TRIMM. che serve per variare l'elonga-

Particolare del frontale.
Ben visibili le scale graduate, abbastanza precise, i comandi del "flick" e le finestrelle colorate (la rossa è a sinistra) (vedi testo).

zione del galvanometro quando misura la corrente di antenna (posizione AE). Questo comando non ha effetto ai fini del funzionamento della stazione ma serve solo come regolazione di sensibilita' del galvanometro. Nel rimontare la calotta fare molta attenzione a rimontarla nella medesima posizione. Per facilitare il compito sono riportati internamente dei contrassegni in vernice rossa.

Apparato B

GAIN B - Volume dell'apparato B.

TUNING B - Comando di sintonia con scala grossolanamente tarata da 0 a 10.

QUENCH - Regolazione dello spegnimento (di solito non usata; ritoccare avvitando in dentro solo se la ricezione e' accompagnata da un fischio).

Scatola di commutazione

Di scatole di commutazione ne sono esistiti diversi modelli. Descrivero' qui solo la N°I che ritengo essere la piu' diffusa.

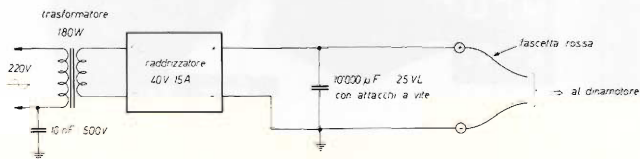
N-R - Commutatore del tipo di operazione. Serve per variare la funzione del comando A-I/C-B (v.sotto).

A-I/C-B - Quando il comando N e' in posizione N, serve per usare cuffia e microfono sull'apparato A, sullo interfono o sull'apparato B. Quando N-R e' su R consente invece di:

1) Trasmettere l'uscita dell'apparato A sull'apparato B.
2) Trasmettere l'uscita dell'apparato B sull'apparato A.
3) Ricevere o trasmettere contemporaneamente sugli apparati A e B.

SPIA - La spia sulla scatola di commutazione si accende quando il deviatore N-R e' posto su R.

Messa in funzione: l'alimentatore

La 19 non fa eccezione: come ogni apparato surplus, presenta il problema dell'alimentatore.
In origine non era prevista per il funzionamento in alternata e gli alimentatori che si possono talora reperire non sono dell'epoca ma furono fatti costruire successivamente dall'esercito italiano come quello di cui sono in possesso che, anche se cancellata, reca ancora la scritta "21° Stabilimento del Genio Militare".
Il collezionista preferirà ovviamente il dinamotore originale.
La 19 infatti può funzionare benissimo anche a 12 V facilmente ottenibili con l'alimentatore di figura senza doverne costruire uno a 220 V. Consiglio vivamente questa soluzione a tutti coloro che non si sentono abbastanza sicuri da costruire un alimentatore che generi direttamente dai 220 V tutte le pericolosissime tensioni utili. Così facendo si ottiene anche un buon risparmio.

Alimentatore per funzionamento rete del dynamotor originale.
NOTA: usare solo filo da 4 mmq di sezione.

ATTENZIONE! - Le tensioni in gioco sono **davvero** pericolose!

Deprecabilissima l'abitudine spesso suggerita di costruire alimentatori a 220 V nella scatola originale del dinamotore, soluzione che implica la distruzione di molti esemplari pur sempre storicamente interessanti.
Seguirò le raccomandazioni dell'illustre "maestro" Bianchi e mi guarderò dal fornire lo schema di alimentatori più pericolosi di quello che ho già descritto allo scopo di evitare tristissime diminuzioni del numero dei lettori....
In ogni caso ricordate che non esiste alimentatore a prova di allocco!
Per i più esperti indicherò tuttavia ciò che serve:
Tensione 1 +12 V, 5 A cc per i filamenti (la tensione deve essere continua perché alimenta anche i relè)
Tensione 2 +275 V, 120 mA, come i +12 precedenti, con riferimento alla massa.
Tensione 3 +500 ÷ 540 V, 60 mA
– rispetto alla massa nella MKII
– fuori massa nella MKIII

Nella 19MKIII infatti la tensione del trasmettitore è fornita **separatamente** e il –500 V si trova sul piedino numero 7 del connettore di alimentazione, contrariamente a quanto indicato per errore di stampa nel già più volte ricordato articolo del 12/69.

N°	MK II	MK III
1	MASSA	MASSA (NON -500V)
2	BF INTERFONO	BF INTERFONO
3	+12V	+12V
4	+500V	+500V
5	CHIAMATA PILOTA	CHIAMATA PILOTA
6	+275V	+275V
7		-500V
8		N.C.
9		N.C.
10		N.C.
11		N.C.
12		N.C.

TABELLA 1- CONTATTI DEL CONNETTORE DI ALIMENTAZIONE (PL2B)

N°	DESCRIZIONE
1	ENTRATA MICRO APPARATO A
2	ENTRATA MICRO APPARATO B
3	ENTRATA MICRO APPARATO I/C
4	USCITA BF APPARATO A
5	USCITA BF APPARATO B
6	USCITA BF APPARATO I/C
7	PULSANTE DI COMANDO APPARATO A
8	PULSANTE DI COMANDO APPARATO B
9	CHIAMATA PILOTA
10	+12V
11	N.C.
12	N.C.

TABELLA 2 - CONTATTI DEL CONNETTORE SERVIZI (QUELLO IN BASSO)

Messa in funzione: altre connessioni

Se non si dispone di tutti gli accessori non si potrà comporre la stazione come indicato nello schizzo di pagina 28. Poiché per solito interessa solo l'apparato "A", basterà eseguire i pochi collegamenti a cuffia e microfono che riporto nella figura citata.

Uso

Interfono e apparato B non hanno un grande interesse per applicazioni radiantistiche e non aggiungerò altro a quanto detto. L'apparato A che, con una buona antenna, ha una portata di oltre 500 km, è un po' più complesso da usare, tanto da richiedere qualche delucidazione. Prima di usarlo porre tutti gli interruttori su OFF tranne AVC e il NET in posizione contraria alla freccia.

Uso in ricezione

1) Accendere l'alimentazione sul dinamotore o sull'alimentatore in alternata e verificare tutte le tensioni a mezzo del galvanometro.
2) Accendere l'apparato A e verificare ancora tutte le tensioni.
3) Sulla control box porre N-R su R e A-I/C-B su A.
4) Selezionare il modo di operazione desiderato col commutatore MCW-CW-R/T.
5) Selezionare la banda che interessa col commutatore 4½-8/ 2-4½.
6) Selezionare la frequenza scelta con la manopola di sintonia A FREQUENCY MC.
7) Regolare A P.A. TUNING circa sullo stesso valore di A FREQUENCY MC ritoccandolo per ottenere il più alto segnale in uscita. Agire eventualmente sul comando di volume A.F. GAIN A (GAIN A sulla MKII). Il comando R.F. GAIN A presente solo sulla 19MKIII deve essere tenuto sempre al massimo, salvo diversa necessità, ad esempio quando si riceve la SSB per ridurre una eventuale saturazione.
8) Regolare il variometro per ottenere il massimo segnale della antenna.

Uso in trasmissione

1) Eseguire, se non ancora fatto, tutti i passi della ricezione, con particolare attenzione all'aggiustaggio di variometro e A P.A. TUNING.
2) Commutare il selettore del galvanometro su AE.

3A) (funzionamento in fonia, selettore MCW-CW-R/T su R/T). Premere il tasto sul microfono per passare in trasmissione e regolare A P.A. TUNING e variometro per ottenere la massima deviazione dello strumento. Non usare in questo regolazioni a cavallo dei segni rossi. Verificare in cuffia la propria modulazione.

3B) (funzionamento in telegrafia non modulata, commutatore MCW-CW-R/T su posizione CW). Inserire lo spinotto del tasto nella presa KEY A per passare in trasmissione e mantenere il tasto abbassato per effettuare le operazioni di accordo (diversamente non esce la portante). Per tornare in ricezione estrarre il jack. Le regolazioni del variometro in fonia e in telegrafia possono differire ed è pertanto opportuno rifare ogni volta l'accordo.
La regolazione del variometro deve essere ritoccata ogni volta che si cambia frequenza o che si cambia antenna; una tabellina già predisposta sul frontale consente di annotarne le posizioni in corrispondenza delle frequenze memorizzate con il "FLICK".

Considerazioni sull'acquisto

Per anni ho desiderato una 19 ma avevo sempre rinunciato all'acquisto per una mia personale incompatibilità di carattere con molti venditori di surplus.
Trovato alla fine un commerciante paziente e cortese, non ho rinunciato ad aggiungere questo cimelio alla mia piccola collezione di surplus.
Il costo di una stazione completa può variare di molto dalle 30 ÷ 40 mila lire per l'unità base completa ma piuttosto scassata. alle 130 mila per un esemplare perfetto completo e corredato di tutti gli accessori.
Le stesse inserzioni di **cq elettronica** presentano spesso un buon panorama di offerte.
Raccomando un attento esame prima dell'acquisto e, per apparati dichiarati funzionanti dal venditore, una garanzia scritta. Diffidate sempre dalle unità modificate, che possono risultare alla fine più costose di quanto non si pensasse o che addirittura non sono più utilizzabili: il loro valore è inferiore a quello del loro peso a ferraccio. La dotazione di accessori è di importanza vitale per il collezionista; il variometro in particolare è indispensabile a tutti.
Chi lo desidera potrà richiedermi lo schema elettrico di:

1) Apparato base (MKII);
2) Dinamotore (N° 1 MKII);
3) Variometro;
4) Alimentatore in alternata (MKII).

Spedirò il tutto in cambio di 2.000 lire anche in francobolli.
Compenserò chi mi farà pervenire il manuale originale che restituirò appena fotocopiato, con un chip Z-80 Zilog e 8 memorie 2102 da 1K ciascuna.

* *

Note sulla polarizzazione circolare

I3QNS, Federico Sartori

Generalmente il senso del vettore del campo elettrico, cioè la polarizzazione, nelle HF non è un fattore determinante per il collegamento poiché esso, passando più volte per la ionosfera, perde, ruotando sul suo asse, le sue caratteristiche iniziali. Comunque l'antenna ideale per collegamenti a lunga distanza dovrebbe irradiare un campo polarizzato circolarmente. Nonostante ciò la polarizzazione circolare non ha mai ottenuto grande successo nelle alte frequenze poiché pochi radioamatori la conoscevano e la usavano.

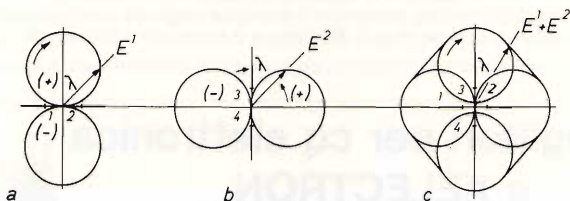



figura 1

Da prove fatte su lunga distanza risulta che solo in piccola parte viene mantenuta la polarizzazione originaria; la maggioranza dei segnali assume una polarizzazione "diagonale" cioè una via di mezzo tra quella orizzontale e quella verticale. Altri segnali mostrano una circolarità della polarizzazione e pare che ciò sia dovuto a modificazioni (diffrazione) subite durante la tratta.

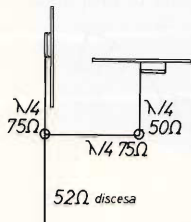
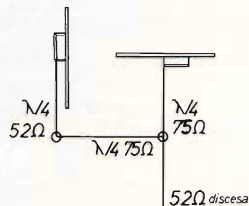
La polarizzazione circolare

Le onde radio sono composte da entrambi i campi elettrici e magnetici che sono perpendicolari l'uno con l'altro e determinano la direzione della propagazione dell'onda. La "polarizzazione" è l'identificazione delle componenti elettriche nel campo in cui giacciono; così se il piano del campo elettrico è verticale, la polarizzazione è detta verticale e viceversa.
Esistono però delle eccezioni nelle quali coesistono piani verticali e orizzontali cioè in quelle polarizzazioni dette ellittiche e circolari.

La polarizzazione circolare è un caso particolare di quella ellittica e può essere destra (oraria) e sinistra (antioraria) ed è determinata, per convenzione, da un osservatore posto dietro l'antenna che vede lungo l'asse stesso di direzione del fronte d'onda.

λ/4 75Ω
λ/4 50Ω
λ/4 75Ω
52Ω discesa

polarizzazione circolare destra

λ/4 52Ω
λ/4 75Ω
λ/4 75Ω
52Ω discesa

polarizzazione circolare sinistra

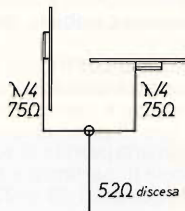
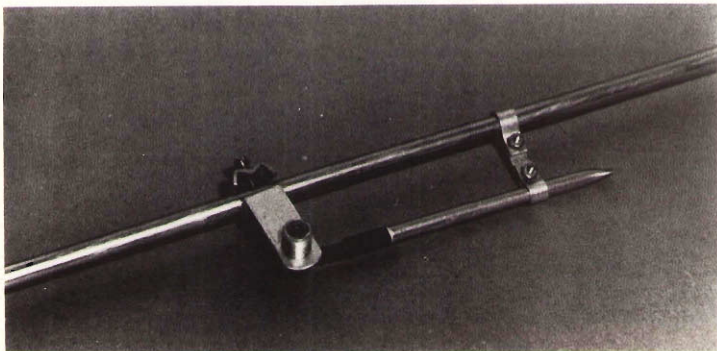
λ/4 75Ω
λ/4 75Ω
52Ω discesa

polarizzazione mista

figura 2

È visibile uno dei due dipoli commerciali con adattamento a "gamma match" e relativo connettore. Si nota l'estrema semplicità; tutta la costruzione è in alluminio, il condensatore è di tipo coassiale che assicura una buona durata nel tempo e una scarsa criticità.

La polarizzazione è quindi determinata dalla posizione, nello spazio, dalle linee del campo elettrico; come abbiamo visto nelle polarizzazioni lineari (orizzontale e verticale) esse sono fisse e non ruotanti a meno che non intervengano fattori esterni.
Nella polarizzazione circolare il vettore indicante le linee del campo elettrico ruota sull'asse dell'antenna nella direzione di propagazione.

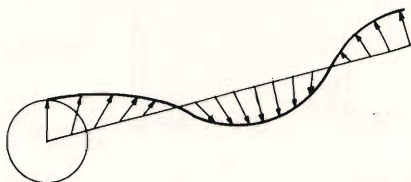



figura 3

Nella figura 3 si nota che il vettore cambia continuamente il suo movimento. Il vettore completerà la sua rotazione ritornando nella posizione di partenza, dopo aver compiuto una lunghezza d'onda nello spazio. Quindi le linee del campo elettrico avranno cambiato direzione di 180^0 in una lunghezza d'onda nello spazio.
Naturalmente le migliori performances tra due stazioni si ottengono quando entrambe usano la stessa polarizzazione circolare (destra o sinistra). Comunque il principale vantaggio è che con la polarizzazione circolare è possibile ricevere qualsiasi tipo di polarizzazione (tranne la circolare opposta a quella di partenza) con una perdita di soli 3 (tre) dB. L'attenuazione tra una polarizzazione verticale in partenza e una polarizzazione orizzontale in arrivo o viceversa si aggira sui 25 ÷ 27 dB.

Prove pratiche hanno dimostrato che il campo generato da una polarizzazione circolare è più omogeneo di quello generato da una polarizzazione orizzontale o verticale, inoltre sono più facilmente possibili contatti tra località ostacolate di montagna.
Sono inoltre facilitate le riflessioni multiple.
Anche nei collegamenti con mezzo in movimento aventi polarizzazione verticale, la polarizzazione circolare permette di ridurre notevolmente il fading.
Oltre ai sistemi tradizionali con linee di ritardo coassiali, è possibile sfasare di 90^0 i due sistemi distanziandoli fisicamente $\lambda/4$ mantenendoli però sempre sullo stesso asse.

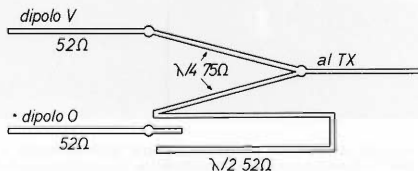
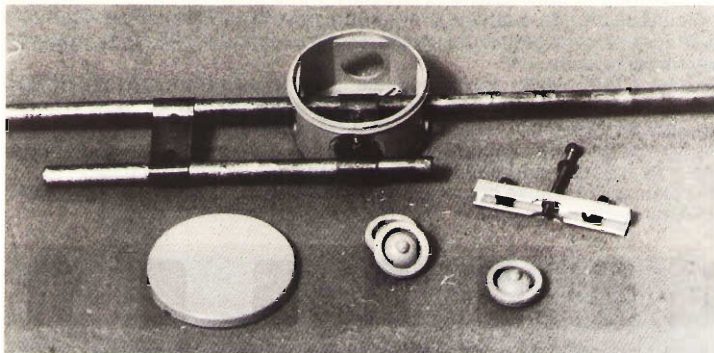
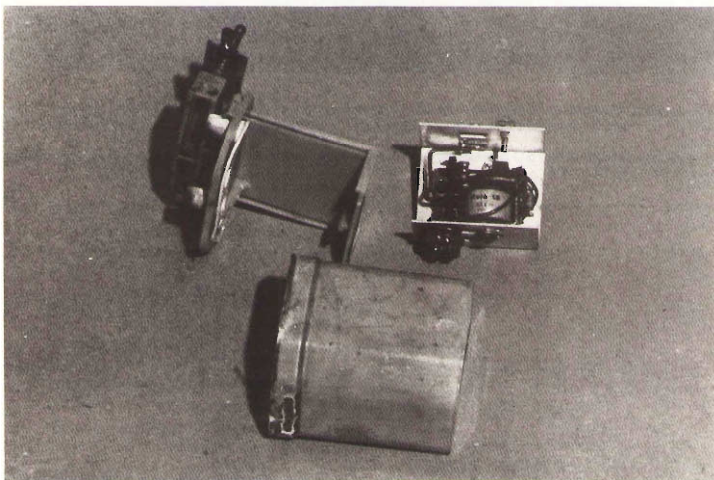
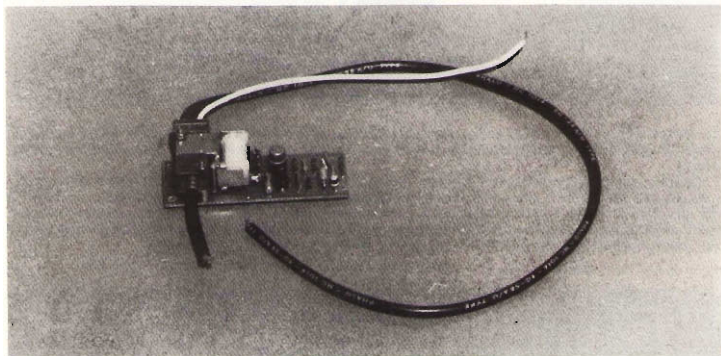



figura 4

Nella figura (4) è visibile un circuito per la selezione di una delle due polarizzazioni circolare destra o sinistra situato presso la stazione.

Qui invece è presente una mia realizzazione di dipolo sempre adattato a "gamma match" interamente in ottone argentato con condensatore ricavato da una piastrina di vetronite per circuito stampato (doppia faccia).
È installato dentro una scatola rotonda per impianti elettrici che si presenta ottimamente allo scopo. Sulla destra il profilato a U, sempre in ottone, mantiene il compito di supporto del dipolo sul boom con una vite passante da 4 MA. La scanalatura sul profilato non permette alcuna oscillazione del dipolo; il bocchettone SO239 potrà essere installato superiormente al posto del gommino passa-cavo, mentre le altre due guarnizioni laterali assicureranno una sufficente impermeabilità nei due rami.

Questo è un prototipo di commutazione con un comune relè (non per antenne) installato su di un ex-contenitore per simmetrizzatore della FR per impermeabilizzarlo. Nonostante la semplice precarietà della costruzione, assolse per molti anni (come si nota dal contenitore) la sua funzione senza dare problemi di sorta.

Esperimenti sui 10 cm hanno dimostrato che alte vegetazioni (alberi, boschi, etc.) attenuano di circa 40 dB il segnale di una polarizzazione verticale, mentre una polarizzazione circolare viene attenuata di 3 dB. Bisogna comunque prendere queste prove con la dovuta cautela poiché effettuate su frequenze dell'ordine dei gigahertz che possono anche comportarsi diversamente dalle VHF.
Ancora è stato visto che un segnale in partenza polarizzato orizzontale che per motivi esterni (riflessioni, diffrazioni, etc.) ruoti di 45^0 sarà ricevuto, sempre da una orizzontale con (±) 3 dB di attenuazione.
Se la rotazione sarà maggiore, raggiungendo i 90^0, l'attenuazione potrà salire a 15 ÷ 20 dB; naturalmente la polarizzazione circolare, anche se subisse rotazioni per cause esterne, produrrebbe sempre lo stesso campo senza attenuazioni rilevanti.

Con l'avvento qualche anno fa di relè coassiali a basso costo si vede un dispositivo della Magnecraft pilotato da un circuito sensibile alla radiofrequenza per la commutazione di un preamplificatore sito sul "mast".
Le specifiche dichiarano 75 Ω di impedenza, 100 W massimi a 200 MHz; è fornito di uscite con cavi coassiali di tipo RG58 e 174.

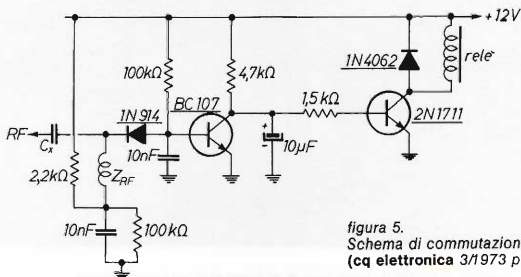
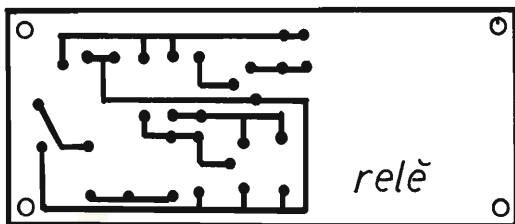
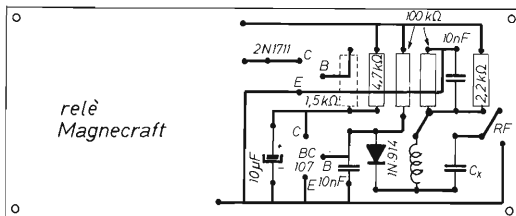



figura 5.
Schema di commutazione elettronica.
(cq elettronica *3/1973 pagina 437)*

lato rame

lato componenti

Un'altra conferma si è avuta nella convenienza dell'adoperare, nelle yaghi con polarizzazione circolare, un mast di materiale isolante (fibre di vetro o plastiche) per non alterare la rotazione e non diminuire la componente verticale.
Altrettanto si dovrebbe fare per qualsiasi yaghi polarizzata verticalmente.

La polarizzazione circolare nelle comunicazioni via spazio

Questi tipi di polarizzazione sono utili se non indispensabili agli Users dei satelliti Oscar; il satellite infatti ruotando sul suo asse (Spin) determina già un tipo di polarizzazione, inoltre il passaggio delle onde elettromagnetiche attraverso la ionosfera altera la polarizzazione di partenza del campo irradiato. Questo fenomeno è detto: "rotazione di Faraday". Sarebbe bene quindi poter scegliere, tramite apposito telecomando, quella delle due polarizzazioni circolari che ci permette un ascolto migliore.
L'uso di una polarizzazione non aderente a quella in arrivo, oltre a determinare del QSB, causerebbe una minore intensità del segnale ricevuto/trasmesso. Peraltro l'AMSAT USA consiglia nella ricezione in banda 10 metri un loop orizzontale pari a λ o una Turnstile che presenta verso l'alto una polarizzazione circolare.

Bibliografia

VHF Communications 2/73 e 1/75.

Handbook ARRL 1981. e **Antenna Book ARRL** 1980.

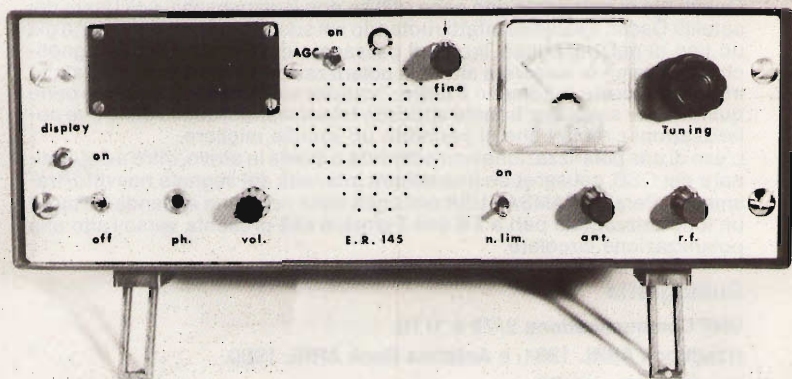
cq elettronica 11/76

VHF/UHF manual 3rd edition RSGB. ✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲✲

ER 145
sincrodina perfezionato
per i 14 MHz

I4ZZM, Emilio Romeo

Eccomi ancora qui, dopo due anni, a presentare un altro ricevitore sincrodina che rispetto al precedente è stato migliorato in modo notevole.

In questi due anni, usando continuamente il mio prototipo e paragonandolo con altri ricevitori, ho potuto constatare che l'impostazione di quel progetto era valida e pertanto ribadisco il mio punto di vista già espresso nella descrizione precedente su **XÉLECTRON** *n° 3/80 (la relativa sintonia numerica è stata descritta su* **XÉLECTRON** *n° 3/81): cioè, per ottenere qualcosa di "decente" occorre elaborare un poco i vari circuiti per poter sfruttare al massimo le innate, ottime, qualità della conversione diretta detta anche sincrodina.*

Di conseguenza ho "ottimizzato" quasi tutti i circuiti per dare al ricevitore la massima selettività in alta frequenza, una buona risposta ai segnali forti da parte del rivelatore a prodotto, e una dinamica generale migliorata aggiungendo un **attenuatore automatico d'antenna** *all'usuale controllo sugli stadi di alta frequenza: infine non ho trascurato gli "accessori" come lo S-meter, il Noise-Limiter e la sintonia a lettura digitale.*
Tutto ciò potrebbe sembrare un poco ambizioso, ma bisogna tener presente che con un ricevitore sincrodina ultrasemplice, come tanti apparsi recentemente in altre Riviste, i risultati sarebbero deludenti, con tutta la confusione che c'è sulle bande dei radioamatori.
Per la difficoltà di esecuzione i problemi sono relativi: il ricevitore è stato eseguito su circuiti stampati i cui disegni sono lieto di presentare, sperando di facilitare anche ai pierini la realizzazione di un apparecchio dal quale non avranno delusioni.

Terminato così il preambolo di rito e rotto il ghiaccio fra me e i probabili costruttori, iniziamo la descrizione.

GENERALITÀ

Il ricevitore vero e proprio, senza gli "accessori", si riduce a sole quattro basette a circuito stampato: il **PRESELETTORE,** il **RIVELATORE A PRODOTTO,** il **VFO,** e la parte comprendente **BASSA FREQUENZA, FILTRO ATTIVO** e **CONTROLLO AUTOMATICO.**
Le quattro basette sono alloggiate ciascuna in una "cella" e fissate orizzontalmente al "pavimento" mediante viti con distanziatore.
Le "celle" facevano parte di un ricevitore surplus che usava i 2N384, i primi transistor capaci di superare il "muro" dei 50 MHz.
Non tutti avranno a disposizione una scatola di questo tipo, con le pareti saldate fra di loro, ma è possibile ottenere qualcosa di altrettanto efficiente fissando sul pavimento del contenitore prescelto degli schermi di alluminio di almeno 1 mm di spessore.
Meglio ancora si potrebbe racchiudere ogni basetta in uno scatolino blindato e poi fissare il tutto nel contenitore metallico grande.
Ad ogni modo, blindate o no, è bene disporre le basette come indicato in figura 1:

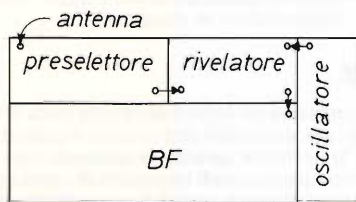
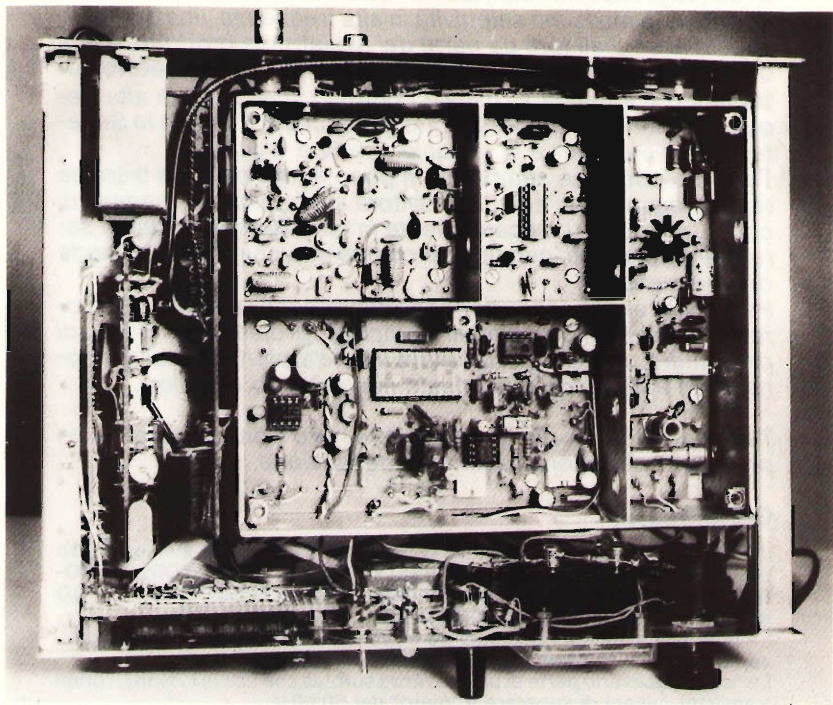



figura 1

In questo modo i collegamenti fra una basetta e l'altra risulteranno **molto corti,** ad esempio nelle mie due esecuzioni di questo secondo tipo di circuiti non hanno superato il centimetro e mezzo passando attraverso i fori praticati nelle pareti e quindi non c'è stato alcun bisogno di usare cavetto schermato.
Il fissaggio delle basette va curato in modo particolare perché il loro ritorno a massa avviene tramite le viti e i distanziatori: perciò bisogna pulire bene questi punti di contatto e qualche pierino troppo "pierino" non commetta l'errore di usare distanziatori in plastica!

PRESELETTORE

In questa seconda versione mi sono mantenuto sulla linea della precedente, con i quattro circuiti accordati sintonizzati mediante varicap e bobine su toroidi Amidon: la notevole selettività ottenuta con queste bobine si è rivelata preziosa e non c'era quindi necessità di cambiamenti. Unica modifica, sono fissate verticalmente, anziché orizzontalmente, e incollate con una goccia di epossidica.

Ripeto qui che il sistema, seguito da molti, di collegare direttamente l'antenna al rivelatore non riesco a mandarlo giù: la selettività risultante è scarsa e anche se il filtro che segue la rivelazione riduce la banda passante a una "fettina" di 2 kHz essa sarà sempre una fettina "sporca", mentre con una buona selettività d'ingresso la fettina sarà **più pulita,** anche se è larga 3 kHz.
Potrebbe sembrare difficile la messa in passo di quattro circuiti accordati ma questo non è il caso: la banda è molto stretta, solo 350 kHz, perciò basta tarare al centro banda i trimmer per il massimo fruscìo, la taratura sarà valida in tutti i punti. Per una taratura più accurata ci vuole un generatore di segnali, tarando per la massima lettura dello S-meter.
Lo schema è in figura 2 mentre le figure 3 e 4 riproducono il circuito stampato: da esso si può vedere che nel secondo stadio, al posto del precedente CA3028, c'è un mosfet.
Mi hanno condotto a ciò alcune considerazioni pratiche come la più facile reperibilità, migliore comportamento dinamico, sostituibilità con tipi equivalenti a minor costo.

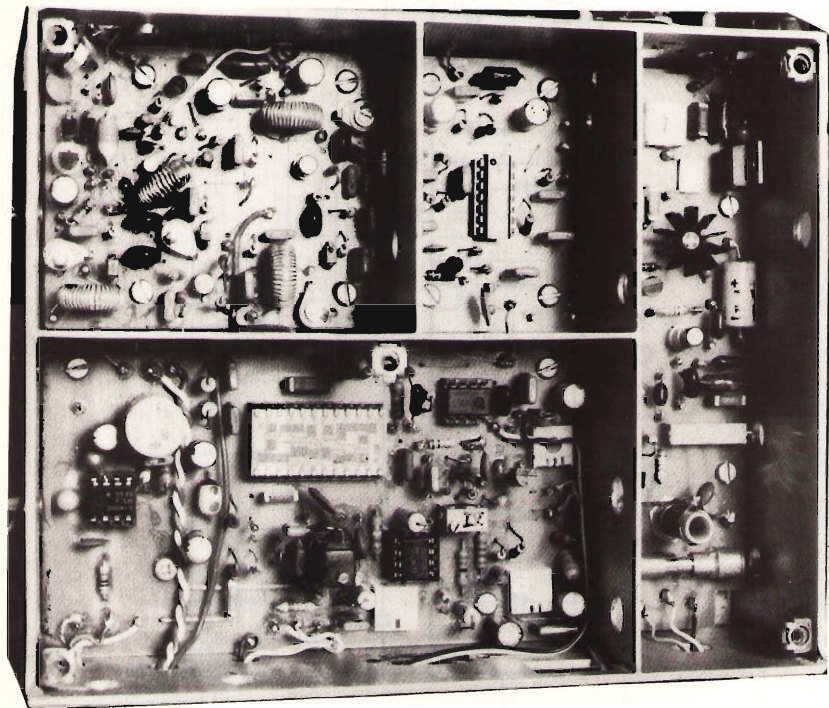
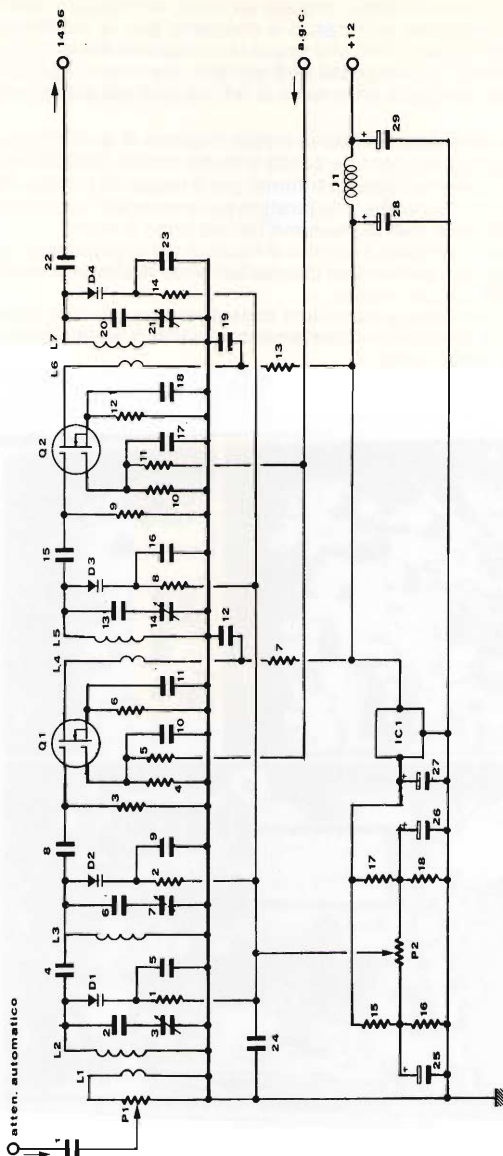



figura 2

Preselettore.

PRESELETTORE

lato componenti

figura 3

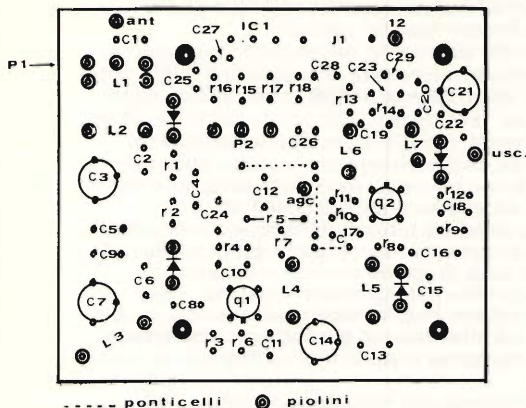
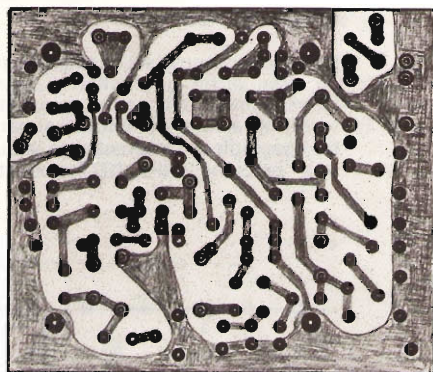
----- ponticelli ◎ piolini

PRESELETTORE

figura 4

lato rame

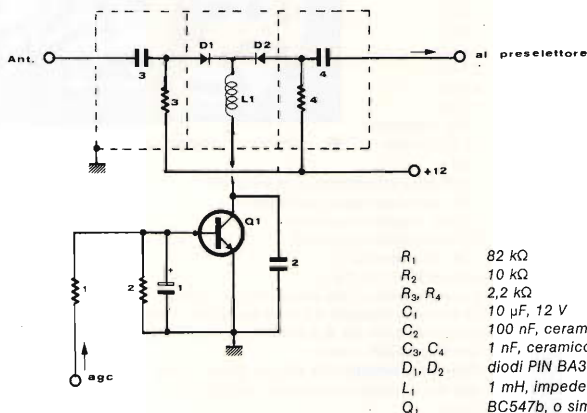
◎ piolini d'ancoraggio

Componenti dello schema di figura 2

R_1, R_2, R_4, R_8, R_{10}, R_{14}	*100 kΩ*
R_3, R_9	*1 MΩ*
R_5, R_{11}	*150 kΩ*
R_6, R_{12}	*220 Ω*
R_7, R_{13}	*100 Ω*
R_{15}	*3,9 kΩ*
R_{16}	*2,7 kΩ*
R_{17}	*6,8 kΩ*
R_{18}	*2,2 kΩ*
P_1	*5 kΩ, logaritmico*
P_2	*10 kΩ, lineare*
C_1	*1 nF*
C_2, C_6, C_{13}, C_{20}	*10 pF mica o polistirolo o ceramici NPO*
C_4, C_8, C_{15}, C_{22}	*1 pF, tipi come sopra, vedi testo*
C_5, C_9, C_{10}, C_{12}, C_{16}, C_{17}, C_{19}, C_{23}, C_{24}	*100 nF, ceramici multistrato*
C_{11}, C_{18}	*22 nF, ceramici multistrato*
C_{25}, C_{26}, C_{27}	*1 μF, 10 V, tantalio*
C_{28}, C_{29}	*elettrolitici 47 μF, 16 V*
L_1, L_4, L_6	*2 spire avvolte su lato massa, filo Ø 0,2 mm*
L_2, L_3, L_5, L_7	*32 spire filo smaltato Ø 0,5 mm su toroide Amidon T50/6, oppure 36 spire filo Ø 0,3 mm su toroide Amidon T37/6*
D_1, D_2, D_3, D_4	*BB105 o BB205, varicap*
J_1	*impedenza miniatura da 470 μH oppure 1 mH*
Q_1, Q_2	*40673 o equivalenti MEM564c, 3N202, ecc.*
IC_1	*78L05*

Un'altra novità è l'avere introdotto l'AGC (**A**utomatic **G**ain **C**ontrol) **anche** sul primo mosfet.
Il guadagno dei mosfet si può valutare a circa 15 dB ciascuno: siccome le bobine introducono perdite pari a 16 dB complessivi, rimangono 14 dB utili di cui terremo conto quando faremo qualche calcolo.
Come era prevedibile, il controllo automatico anche sul primo stadio ha migliorato la risposta del ricevitore in presenza di segnali forti. Visto che sono in argomento, ringrazio l'amico **Giorgio, I4KDR** (meno di 1 km da casa mia e 400 W in antenna, che "diventano" 2 kW per merito dei 7 dB di guadagno della sua rotativa) il quale, con la sua quotidiana assiduità sui 14 MHz, mi ha fornito una preziosa, se pur involontaria, collaborazione permettendomi di mettere a punto il ricevitore col risultato finale di poter usare la ground-plane senza più alcun timore per i segnali forti.
A rigor di logica non ci sarebbe quindi più bisogno dell'attenuatore manuale, però ho voluto mantenerlo proprio per i casi estremi: supponendo che un OM venga ad abitare nella casa di fronte, come la mettiamo?
L'elemento attenuatore è un normale potenziometro logaritmico da 5 kΩ con i collegamenti ai terminali estremi invertiti rispetto alla maniera usuale e ciò allo scopo di ottenere una attenuazione **graduale** anziché **brusca.**
Unico "neo" è che ruotando la manopola in senso orario il segnale decrese invece di aumentare.
Per avere una attenuazione graduale con rotazione antioraria si doveva usare un potenziometro **logaritmico inverso:** purtroppo tale tipo è molto difficile da reperire.

Infine la terza novità è quella della figura 5, il cui schema mostra un semplice attenuatore automatico di segnale a **diodi PIN.**
Questi sono diodi speciali, costruiti per funzionare come attenuatori o interruttori e varie pubblicazioni hanno presentato schemi del genere, ma fra esse spicca l'interessante volume "Solid State Design for Radioamateur" edizione ARRL 1977, abbastanza dettagliato in materia. Il circuito

figura 5

Attenuatore.

R_1	82 kΩ
R_2	10 kΩ
R_3, R_4	2,2 kΩ
C_1	10 µF, 12 V
C_2	100 nF, ceramico multistrato
C_3, C_4	1 nF, ceramico
D_1, D_2	diodi PIN BA379 o MPN3401
L_1	1 mH, impedenza miniatura
Q_1	BC547b, o simile

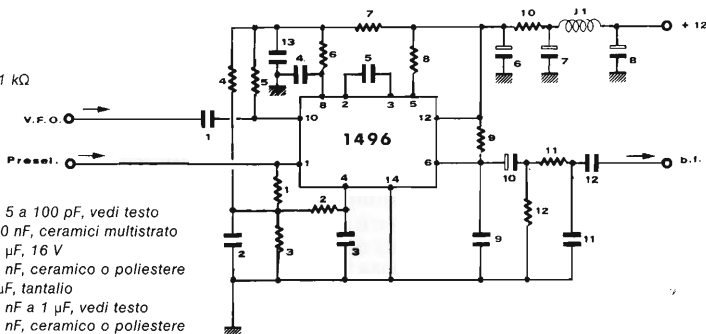
proposto è però derivato dal semplicissimo attenuatore manuale del mio frequenzimetro E.R. 119, descritto su **cq** Aprile/Maggio 1978.
Quel collaudato circuito è stato trasformato da manuale in automatico mediante l'aggiunta di un transistor comandato dalla tensione AGC e da qualche altro componente.
Questo attenuatore, fatto funzionare assieme al normale AGC, rende l'intero sistema di controllo molto più efficace: però anche da solo potrebbe sostituire il controllo sui due mosfet purché venga costruito schermando attentamente le sue parti, in modo da obbligare il segnale a passare solo attraverso i diodi PIN e non per altre vie.
La figura 5 mostra chiaramente la disposizione più opportuna per raggiungere tale scopo e vista la semplicità dell'insieme non ho eseguito il circuito stampato.
Il suo principio di funzionamento è molto semplice, comunque lo spiego sperando di fare un favore ai pierini "extra".
Quando la tensione AGC è uguale a 9 V (segnali deboli), i diodi conducono perchè il transistor "chiude" verso massa il ritorno della corrente continua: perciò il segnale passa.
Quando invece la tensione AGC scende a circa 2 V (segnali forti), il transistor è "aperto" e i diodi non possono essere polarizzati direttamente perché manca il ritorno verso massa attraverso il transistor: quindi non conducono e non lasciano passare il segnale.
È logico che fra questi due casi estremi esiste tutta una gamma di conducibilità dei diodi in funzione della tensione AGC, che a sua volta dipende, in maniera inversamente proporzionale, dall'intensità del segnale.
L'unico punto critico di tutto il circuito è la R_1, il cui valore può variare da 47 kΩ, secondo il "beta" del transistor: sul collettore di quest'ultimo vi dovranno essere da 0,5 a 1,2 V con tensione AGC uguale a 9 V (segnali deboli), mentre con tensione AGC intorno ai 2 V (segnali forti) sul collettore vi dovranno essere 11 V o più.
Quindi, se questi 11 V non vengono raggiunti con i segnali **forti,** il valore di R_1 dovrà essere **aumentato:** dovrà invece essere **diminuito** se con segnali **deboli** la tensione di collettore si mantiene al di sopra di 1,2 V. L'operazione viene resa molto più facile se al posto di R_1 si mette un trimmer da 500 o 250 kΩ. I segnali deboli o forti possono essere simulati ruotando Tr_1 di figura 12 fino ad avere di volta in volta la tensione AGC di 9 V o di poco più di 2 V, come viene spiegato nel paragrafo trattante la taratura del sistema AGC. Se dopo alcuni tentativi non si riesce a "mettere in passo" la tensione del collettore, il transistor deve essere cambiato con un altro dal beta più adatto.
Col tipo da me usato (di cui non conosco il beta) e con R_1 uguale a 82 kΩ, questa tensione varia da 0,6 V (segnali deboli, tensione AGC uguale a 9 V) fino a circa 11,2 V (segnali forti, tensione AGC pari a circa 2,2 V).
Una parola sui diodi PIN. Essi sono all'aspetto quasi identici ai varicap BB105 o BB205: attenzione quindi, Pierini, a non farvi appioppare da qualche rivenditore incompetente dei varicap al posto dei diodi PIN.
Per il resto dello schema c'è solo da dire che i due partitori fra cui è posto il potenziometro di sintonia del preselettore servono a far funzionare i varicap in una zona abbastanza lineare, ma soprattutto servono a evitare che i quattro circuiti vadano molto fuori gamma.
Se non si commettono vari errori di cablaggio, con i toroidi Amidon T50/6 e col numero di spire indicato si può essere certi che i trimmer riusciranno a tarare i circuiti per la gamma dei 14 MHz.

Un breve commento sul circuito stampato.
L'attuale basetta montata sull'E.R. 145 contiene anche il circuito dell'attenuatore a diodi PIN. Così facendo, si era venuta a creare una "densità di componenti" troppo elevata, non alla portata di tutti. Perciò ho rifatto due esemplari di questo circuito senza però comprendervi l'attenuatore, che è bene sia contenuto in uno scatolino a parte, per ottenere la migliore schermatura possibile.
Uno di questi esemplari è montato con i T50/6, come si vede nell'elenco del materiale. Nell'altro ho usato i T37/6 che sono più piccoli e creano molti problemi per la loro sistemazione. Il numero di spire su questi toroidi (sempre della Amidon) sale a 36 con filo da 0,3 mm e, incredibile, la basetta su cui sono montati fornisce le stesse prestazioni (a orecchio) di quella coi toroidi più grandi, anzi quando ho fatto la prova con le quattro basette fuori dal contenitore ho notato che "captava" meno ronzìo di quella usante i T50 il che, da un certo punto di vista, potrebbe essere considerato un vantaggio.
Quindi penso che i vari costruttori possono alternativamente usare i toroidi T37/6 (che fra l'altro costano meno dei T50/6) senza che il ricevitore venga ad essere compromesso nelle sue prestazioni generali.
Passiamo ora al circuito seguente.

RIVELATORE A PRODOTTO

Anche questo stadio è "nuovo".
Ho preferito usare l'integrato plastico a 14 piedini perché consente una migliore disposizione dei componenti e presenta minori problemi nel fissaggio dello zoccolo alla basetta.
Il circuito è un po' diverso da quello della prima edizione, che rispettava fedelmente lo schema originale della Motorola e proviene da quella miniera di circuiti esistente nel citato volume americano.
In sede di prove ho eseguito cinque versioni di questa basetta, ottenendo da tutte le stesse prestazioni: quella proposta è la più bella a vedersi. Nel circuito si può notare la R_{12} che non è presente nello schema americano: essa serve ad accelerare la carica di C_{10} perché senza di essa all'atto dell'accensione l'audio apparirebbe con sensibile ritardo.
Vedi figura 5 bis.

figura 5 bis
Rivelatore.

R_1, R_2, R_3, R_5, R_6, R_{11}	1 kΩ
R_4, R_9	820 Ω
R_7	1,2 kΩ
R_8	3,9 kΩ
R_{10}	39 Ω
R_{12}	150 kΩ
C_1	da 5 a 100 pF, vedi testo
C_2, C_3, C_4, C_5, C_{11}	100 nF, ceramici multistrato
C_6, C_7, C_8	47 μF, 16 V
C_9	10 nF, ceramico o poliestere
C_{10}	2 μF, tantalio
C_{12}	33 nF a 1 μF, vedi testo
C_{13}	15 nF, ceramico o poliestere
integrato	MC1496p, Motorola

Gli autori di questo circuito "ottimizzato" affermano che con esso il guadagno aumenta di 10 dB: poiché col circuito della Motorola si aveva un guadagno di 12 dB, col nuovo se ne dovrebbero avere 22.
Io sarei contento anche se fossero solo 16 e prudenzialmente mi attengo a questa valutazione, del resto confermata dai risultati e da altre prove indirette.
Un particolare importante di questo circuito è che esso ha bisogno di molta minore energia da parte del VFO. Basti pensare che, usando lo stesso VFO, con la nuova basetta il condensatore che inietta il segnale deve avere una capacità dai 5 ai 10 pF (dipende dall'esemplare dell'integrato usato) mentre con quella "vecchio stile" occorrevano 100 pF. Ciò è un vantaggio, perché se si può usare l'energia del VFO a un livello molto basso il circuito risulta più "silenzioso".
Il condensatore C_{12} deve essere scelto per ottenere la migliore risposta audio, secondo i gusti e le esigenze personali.

Le figure 6 e 7 mettono in evidenza il circuito stampato.

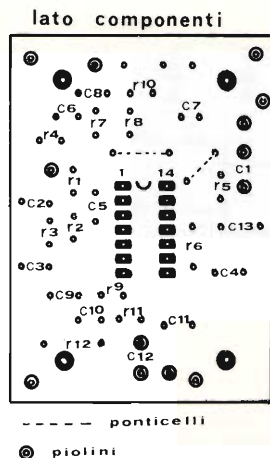
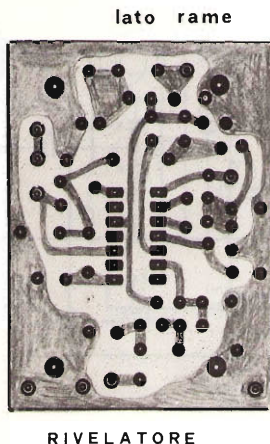



figura 6 *figura 7*

VFO

Ho conservato lo schema **ultracollaudato** della RCA, usato nell'edizione precedente, solo adattando il circuito al maggior spazio disponibile.
Quindi non ci dovrebbe essere nulla da aggiungere, a parte le solite raccomandazioni di non usare materiale di recupero ma comprarlo di buona qualità, di evitare per il circuito oscillante l'uso di condensatori che non siano a mica o ceramici NP0 e usare possibilmente resistenze a strato metallico.

Per non avere poi sorprese di derive non volute, è bene "cuocere" il circuito sotto una lampada da tavolo da 40 W posta a circa 30 o 40 cm di distanza: la durata della "cottura" non dovrà essere inferiore a due ore, in tal modo si renderanno evidenti gli eventuali difetti di qualche componente.
Se, chiuso nella sua scatola, il VFO accusa una deriva superiore a qualche centinaio di hertz (normalmente la frequenza tende a scendere), si dovrà collegare in parallelo a L_1, vedi figura 8, un condensatore ceramico di compensazione, da 10 pF con coefficiente N750. Si riporta poi in frequenza l'oscillatore e, se il trimmer capacitivo non bastasse, si toglierà una spira all'avvolgimento.
In base ai risultato ottenuti col VFO ben chiuso nella sua scatola, si deciderà se aumentare o diminuire il valore del ceramico: se cioè la frequenza sale troppo, bisognerà diminuirlo.
Con tutti questi accorgimenti sono riuscito a ottenere una deriva di soli 300 Hz nel giro di un'ora, dopo di che si aveva un "pendolamento" molto lento di più o meno 100 Hz intorno alla frequenza raggiunta.
Come si vede nello schema, è stato aggiunto in uscita il trimmer Tr_2 per fornire al contatore digitale solo la quantità di energia necessaria.

figura 8

VFO.

R_1, R_2	56 kΩ
R_3, R_6	33 kΩ
R_4	15 kΩ
R_5	1,8 kΩ
R_7	330 Ω
R_8, R_9	1 kΩ
R_{10}	3,3 kΩ
C_1	4 ÷ 25 pF, trimmer
C_2, C_3, C_7	100 nF, ceramici multistrato
C_4, C_5	250 pF, mica o polistirolo
C_6, C_{12}	1 nF, polistirolo
C_8	100 pF, mica o ceramico NP0 o polistirolo
C_9	350 pF, mica o polistirolo
C_{10}, C_{11}	47 μF, 16 V
D_1	BB105 o BB205, varicap
D_2	Silicio, uso generale
Q_1	40673 o MEM564c
Q_2, Q_3	2N2222 o 2N2369 o simili per radiofrequenza
IC_1	7808
P_1	2 kΩ, 10 giri, di precisione
P_2	47 Ω, potenziometro possibilmente miniatura
Tr_1	5 kΩ, trimmer 10 giri
J_1, J_2	470 μH o 1 mH, impedenze miniatura
L_1	20 spire, filo Ø 0,5 mm, supporto 8 mm in ceramica o polistirolo **senza nucleo**

componenti

figura 9

piolini

lato rame

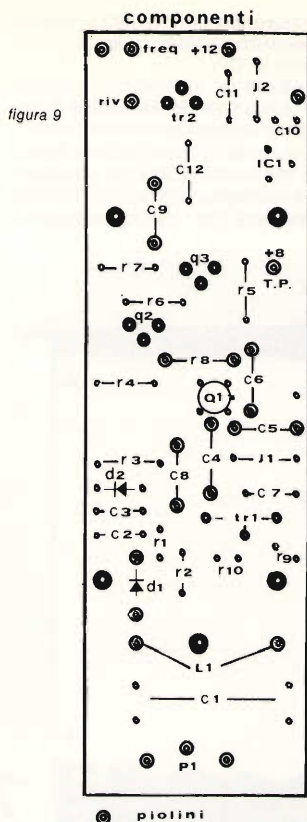
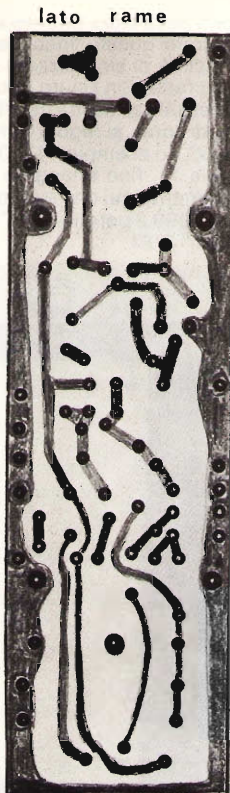
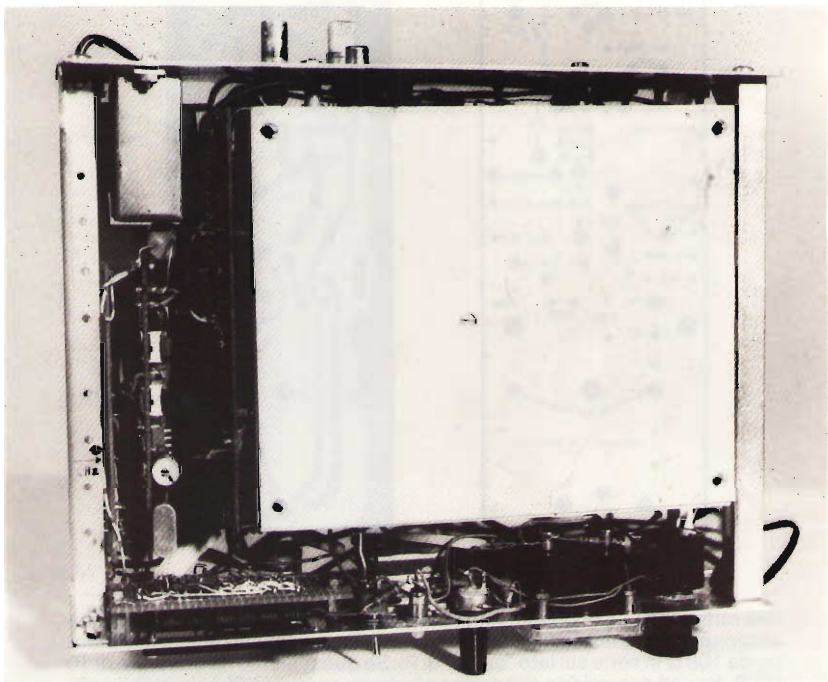



figura 10

Una raffinatezza, per quanto non ve ne fosse estremo bisogno, è stata l'inserzione della **sintonia fine,** ottenuta semplicemente con un potenziometro da 100 Ω in serie sul lato "caldo" di P_1. Se quest'ultimo ha un valore di 10 kΩ, P_2 ha una escursione abbastanza limitata: se invece P_1 è da 2 kΩ, per P_2 sarebbe meglio usare un 50 Ω.
Per evitare una inutile (anche se piccolissima) dissipazione di calore e quindi deriva di frequenza, direi che il valore ottimo di P_1 è di 10 kΩ: esso dissipa circa 6 mW, non c'è quindi da preoccuparsi per eventuale riscaldamento, ma anche quello da 2 kΩ, che dissipa circa 25 mW, non ha dato inconvenienti di sorta.
Bisogna stare attenti col valore di 10 kΩ perché con qualche tipo di varicap la funzione "frequenza/tensione varicap" non è più lineare, con notevole "addensamento" verso l'estremo alto. Questo non è certo un problema per chi usa la sintonia digitale, chi invece usa la manopola a dieci giri con relati-

vo diagramma deve stare attento alla tracciatura di esso. Per chi si dedica solo alla telegrafia questo "inconveniente" rappresenta un vantaggio, vista la maggior facilità di sintonizzare le emittenti in CW.
La taratura va fatta con l'aiuto di un frequenzimetro, accoppiato il più lascamente possibile all'uscita del VFO: con P_1 tutto ruotato a destra e P_2 col cursore a metà corsa, si regola C_1 fino a leggere sul frequenzimetro un poco più di 14350, ad esempio 14350.9, quindi si ruota P_1 tutto dal lato opposto e si regola Tr_1 fino a leggere un poco meno di 14000, ad esempio 13999.2. Rammento qui che sul "mio" lettore numerico apparirà in questo caso la cifra 14999.2 perché il "14" è una cifra fissa. Per i particolari vedasi **XÉLECTRON** n^0 3/81.

INTERVALLO

I circuiti descritti nei prossimi paragrafi sono tutti montati sulla basetta più grande.
I componenti, allo scopo di permettere la loro identificazione quando si realizza il montaggio sul circuito stampato recano ovviamente una numerazione progressiva.
La stessa numerazione è stata conservata anche sullo schema elettrico che ho suddiviso in due parti per ragioni di chiarezza.

Pile Hellesens

Pile alcalino manganese serie nera

Tipo	microstilo	stilo	transitor
Tensione V	1,5	1,5	9
Rivestimento	metallico	metallico	metallico
Dimensioni mm	10,5x44,5	14,3x50	27x21x47
Peso g.	11	23	45
Sigla originale	903	916	910
IEC	LR03	LR6	6LF22
Codice GBC	II/0133-03	II/0133-04	II/0133-05

Pile zinco carbone serie oro

Tipo	torcia	mezza torcia	stilo
Tensione V	1,5	1,5	1,5
Rivestimento	metallico	metallico	metallico
Dimensioni mm.	33x61	25,4x49,8	14x50
Peso g.	100	50	19
Sigla originale	836	826	816
IEC	R20	R14	R6
Codice GBC	II/0739-00	II/0737-00	II/0735-00

Pile zinco carbone serie rossa

Tipo	torcia	mezza torcia	stilo	torcetta	minimicro	piatta	transistor
Tensione	1,5	1,5	1,5	3	1,5	4,5	9
Rivestimento	metallico	metallico	metallico	carta	polietilene	polietilene	metallico
Dimensioni mm.	33x61	25,4x49,8	13,8x50	20,5x73	11,6x29,8	61,8x21,7x64,6	26,5x17,5x48,5
Peso g.	100	50	17	45	7	114	38
Sigla originale	736	726	716	757	114	722	710
IEC	R20	R14	R6	2R10	R1	3R12	6F22
Codice GBC	II/0734-00	II/0730-00	II/0726-06	II/0726-02	II/0720-00	II/0742-00	II/0762-00

Pile zinco carbone serie blu

Tipo	torcia	mezza torcia	stilo
Tensione V	1,5	1,5	1,5
Rivestimento	metallico	metallico	polietilene
Dimensioni mm.	33x61	25,4x49,8	13,8x50
Peso g.	100	50	17
Sigla originale	636	626	775 (616)
IEC	R20	R14	R6
Codice GBC	II/0732-00	II/0724-02	II/0724-00

Distribuite in Italia dalla GBC

Fine dell'intervallo, proseguono le descrizioni.

PREAMPLIFICATORE DI BASSA FREQUENZA

Visto il notevole guadagno fornito dal 1496 col nuovo circuito, è stato sufficiente un solo amplificatore operazionale, specialmente se si fa largo uso di ascolto in cuffia.

Il semplice schema si può vedere in figura 11, in cui si può notare che il piedino 3 (ingresso non invertente) non è collegato a massa, come nella versione precedente, ma a un partitore di tensione che fornisce al piedino una tensione pari esattamente alla metà della tensione di alimentazione. Il comportamento dell'integrato è così più "simmetrico" e più efficace specialmente nella reiezione di segnali non voluti, quali certi tipi di ronzìo.
Il valore di C_5 può essere aumentato fino a oltre 350 pF, ottenendo un maggior taglio di frequenze alte.
Il valore indicato nell'elenco del materiale è quello che rende l'audio più "gradito" al mio orecchio, che (purtroppo) a partire da 1.500 Hz presenta un brutale crollo di sensibilità, 90 dB circa.
Questo circuito "ottimizzato" ha un guadagno di circa 45 dB.

FILTRO ATTIVO e NOISE LIMITER

Nella prima edizione queste due parti del circuito avevano dato risultati più che soddisfacenti, nonostante l'alimentazione del filtro fosse costituita da 6+6 V, artificialmente ottenuti mediante R_5 e R_6, mentre la National indicava come tensione minima il valore di 9+9 V.
Pertanto non ho eseguito alcun tentativo di "ottimizzazione", in fin dei conti il filtro faceva il suo dovere tagliando a 3 kHz.
Ho solo modificato i valori di alcune resistenze nel circuito del noise-limiter. A proposito di quest'ultimo, posso aggiungere che, per quanto introduca una certa distorsione, è abbastanza efficace: il ben noto "Picchio degli Urali" (così gli americani hanno chiamato quell'asfissiante rompiscatole delle nostre bande) viene attenuato notevolmente.
Per ulteriori ragguagli si veda **XÉLECTRON** n^0 3/80.
La figura 11 è fin troppo chiara, non c'è bisogno di altri commenti.

FINALE DI BASSA FREQUENZA

Avendo provato lo LM386/1 della National ho visto che presenta, rispetto al TAA611c già usato, i seguenti vantaggi:

- Ha solo otto piedini.
- Fornisce una buona potenza d'uscita consumando poco.
- Richiede minor numero di componenti.
- Si può variare il suo guadagno da 20 a 200 (26 a 46 dB) con la sola aggiunta di un condensatore da 10 µF fra i piedini 1 e 8.
- Questo guadagno può assumere qualsiasi valore, entro i limiti indicati, mettendo in serie al condensatore una resistenza di opportuno valore; ad esempio, con una da 1,2 kΩ, il guadagno è pari a 50, circa 33 dB.
- Non ha bisogno di dissipatore, il che permette di ridurre ulteriormente l'ingombro.

R_1, R_2	33 kΩ
R_3	820 kΩ
R_5, R_6	1 kΩ
R_{12}, R_{15}, R_{18}	470 kΩ
R_{14}	2,2 kΩ
R_{17}	12 kΩ
R_{21}	10 kΩ
R_{27}	47 Ω
C_1	22 µF, 16 V
C_2, C_3, C_6, C_{10}, C_{25}	47 µF, 16 V
C_4	33 pF, mica o polistirolo
C_5	250 pF, polistirolo
C_7, C_8, C_9, C_{16}	100 nF, ceramici multistrato
C_{11}, C_{12}, C_{19}	4,7 nF, policarbonato o poliestere
C_{20}, C_{28}	47 nF, ceramico multistrato o ceramico normale
C_{24}	2,2 nF, ceramico o poliestere
C_{26}, C_{27}	10 µF, 12 V
C_{29}	220 µF, 25 V
D_1, D_2	diodi al silicio uso generale, ad esempio 1N4148
IC_1	LM301
IC_2	filtro attivo AF132 National
IC_4	LM386/1
J_1, J_2	470 µH o 1 mH, impedenza miniatura
J_3	3 spire su perlina di ferrite o su ferrite tipo VK200
P_1	10 kΩ, logaritmico (10 kΩB)

figura 11

Filtro, Noise Limiter, BF.

Invito i pierini a usarlo, ne saranno soddisfatti, purché si accontentino del mezzo watt fornito dal 386/1 o del watt che può dare il 386/4, mettendo da parte pretese assurde, come quella di un tizio che mi aveva scritto perché gli indicassi le modifiche da eseguire sull'E.R. 130 per installarvi un finale da 10 W (preciso che non era un ottantenne sordo, ma un ranazzo di 16 anni...).
La National raccomanda, allo scopo di evitare inneschi, di fissare i componenti molto vicini all'integrato, in particolare C_{25}(sempre in figura 11) vicino al piedino 6 e di attorcigliare strettamente i due fili che dall'uscita vanno all'altoparlante.

Per concludere, vediamo se il guadagno degli stadi precedenti è sufficiente a pilotare questo LM386/1.
Secondo le tabelle della National esso eroga una potenza di 0,5 W ai capi di un'impedenza di 8 Ω che è quella dell'altoparlante: noi pierini, per evitare complicazioni nei calcoli, tratteremo quest'ultima come una semplice resistenza.
Applicando le più elementari formule che siano mai state inventate, quelle della legge di Ohm, avremo che la resistenza è attraversata da una corrente massima di 250 mA, quindi ai suoi capi vi sarà una tensione massima di 2 V. Poiché l'integrato ha un guadagno di 46 dB (consideriamo il suo massimo valore) cioè una amplificazione pari a 200, per erogare questo mezzo watt (ovvero i 2 V indicati) sara sufficiente applicare all'ingresso un segnale 200 volte più piccolo, ossia di 0,01 V o 10 mV se vi piace di più.
Vediamo se gli amplificatori "a monte" hanno questa possibilità.
Avevamo detto che il preselettore ha un guadagno di 14 dB, il rivelatore 16 dB e il preamplificatore di bassa 45 dB: otteniamo così un totale di 75 dB, trascurando l'AF132 che pure qualcosa guadagna.
Sappiamo che 75 dB corrispondono a una amplificazione in tensione circa pari a 5620. Quindi un segnale di 1 μV si presenterà all'ingresso dello LM386 con un ampiezza di quasi 6 mV, il che significa che in uscita non vi sarà la piena potenza ma meno: infatti questo valore, moltiplicato per 200, fornirà ai capi della "resistenza" d'uscita una tensione di 1,2 V, pari a 180 mW.
Questa potenza è piu che sufficiente per l'ascolto in cuffia o per chi ha le orecchie buone anche per quello in altoparlante, malgrado l'opinione di alcuni i quali sostengono che se il ricevitore non fornisce 5 W in uscita, con un segnale di 1 μV, non può chiamarsi tale.
Alcune misure eseguite con vari strumenti hanno confermato quanto è risultato da questo calcolo molto elementare e approssimato, "ad usum Pierinorum".

AGC e S-meter

Siccome la messa a punto dell'AGC usato in questo ricevitore è forse la parte più laboriosa, ho deciso di riscrivere quasi per intero quanto già detto a suo tempo.
Il circuito è derivato dall'ARRL Handbook 1977 (ma ritenuto ancora valido, visto che è riportato nell'edizione 1981) con alcune modifiche nel circuito d'ingresso e si può dire quasi identico a quello della prima edizione, salvo l'uso di un MC1458cp della Motorola che in un solo involucro **a otto piedini** racchiude due amplificatori operazionali molto simili ai 741; ciò ha consentito di risparmiare un bel po' di spazio.

Il segnale viene prelevato all'uscita del filtro attivo, amplificato dal primo operazionale, "rivelato" da due diodi e inviato a un fet che a sua volta pilota il secondo operazionale da cui viene prelevata la tensione AGC che è **inversamente proporzionale** all'intensità del segnale.
In linea di massima questo AGC ha funzionato abbastanza bene fin dal primo momento, salvo il fatto che lo strumento stentava a muoversi coi segnali molto deboli: per rimediarvi ho scelto la via più breve, proprio da pierini, cioè ho portato sulla soglia di conduzione il diodo D_3, per mezzo del trimer Tr_4, col risultato che anche con segnali valutati circa S1 o S2 lo strumento da' un'indicazione.
La taratura va eseguita in quest'ordine, dopo aver staccato l'antenna:

1^0 Regolare Tr_4 fino a ottenere sul punto comune a D_3 e D_4 la tensione di 0,8 ÷ 0,9 V, letta su un normale tester.

2^0 Regolare Tr_1 in modo da leggere sul tester, collegato fra il piedino 7 del 1458 e massa, la tensione di +9 V.

3^0 Regolare Tr_2 per azzerare lo S-meter.

4^0 Agire di nuovo su Tr_1 fino a leggere sul tester 2,1 ÷ 2,2 V.

5^0 Regolare Tr_3 fino a portare a fondo scala lo S-meter.

6^0 Sempre con Tr_1, riportare la lettura del tester a +9 V.

SE EVENTUALMENTE L'INDICE DELLO STRUMENTO NON RITORNA A ZERO, RIPETERE LE OPERAZIONI DAL PUNTO 2^0 AL PUNTO 6^0, SENZA PIÙ TOCCARE Tr_4.

7^0 Ottenuta la corretta taratura, ritoccare Tr_4 fino a quando l'indice dello S-meter **incomincia** a spostarsi dallo zero. Se con questo "ritocco" l'indice non si muove, bisogna cambiare il fet.

Può darsi che nell'ascolto di segnali forti si noti audio scoppiettante o crepitio: in tal caso bisogna aumentare il valore di C_{17} che insieme a R_{11} (vedi figura 12) determina la costante di tempo dell'AGC.

Questa costante occorre che sia circa un secondo per l'acolto dei segnali SSB: ad ogni modo non bisogna accrescere troppo il valore di C_{17} altrimenti il ricevitore resta troppo a lungo insensibile dopo un impulso particolarmente forte. Una costante di tempo pari a 0,5 secondi potrebbe in qualche caso essere più opportuna.
Un espediente per rendere più **logaritmica** la risposta dello strumento è l'introduzione di una rete di "compressione" (diodo + resistenza) la cui efficacia dipende in un certo modo dalla resistenza interna dello strumento. Il valore di 2,2 kΩ è il più opportuno per uno strumento da 200 μA. Da notare che questi due componenti, come anche l'eventuale C_{30} usato per "smorzare" l'indice, sono montati direttamente sullo strumento.
Qualora la risposta dello strumento fosse troppo "esuberante", con quasi tutti i segnali a fondo scala, occorre diminuire il valore di C_{12}: bisogna invece aumentarlo se vengono indicati solo i segnali più forti.
Un sistema meno fastidioso e più preciso per eseguire questa messa a punto si ottiene inserendo un trimmer e un condensatore, come è raffigurato nella parte racchiusa da tratteggio di figura 12. In tal caso C_{12} deve essere da 47 nF come anche C_{12bis}.
È la soluzione che ho adottato io quando purtroppo avevo già eseguito il circuito stampato: ho potuto rimediare incollando con una goccia di epossidica un trimmer a 10 giri in uno spazio libero vicino al posto di C_{12} e ancorando i condensatori fra i terminali del trimmer e i piolini di ancoraggio di C_{12}.

C_{13}	22 μF, 10 V
C_{14}, C_{18}, C_{23}, C_{32}	100 nF, ceramico multistrato
C_{15}	da 2,2 nF a 4,7 nF, policarbonato o poliestere
C_{17}	47 nF, ceramico o poliestere
C_{21}, C_{22}	47 μF, 16 V
D_3, D_4	1N4148 o simili
Q_1	2N3819
IC_3	MC1458, doppio amplificatore operazionale
M	200 μA fondo scala
J_4	470 μH o 1 mH, impedenza miniatura
Tr_1	25 kΩ
Tr_2	25 kΩ
Tr_3	50 kΩ
Tr_4	1 kΩ
S_2	deviatore a uno scambio

figura 12

AGC.

R_4	8,2 kΩ
R_7	100 kΩ
R_8	470 Ω
R_9, R_{13}	33 kΩ
R_{10}	820 kΩ
R_{11}	10 MΩ
R_{16}, R_{20}	10 kΩ
R_{19}	1 kΩ
R_{22}	47 Ω
R_{23}	3,3 kΩ
R_{24}	18 kΩ
R_{26}	22 kΩ

R_{25}	1,8 kΩ
D_5	1N4148 o simile
C_{30}	100 ÷ 200 μF, 10 V

Questi tre ultimi componenti sono montati sullo strumento.

LATO COMPONENTI

O = piolini d'ancoraggio ------- ponticelli

figura 13

Disposizione dei componenti sul circuito stampato relativo alle figure 11 e 12.

LATO RAME

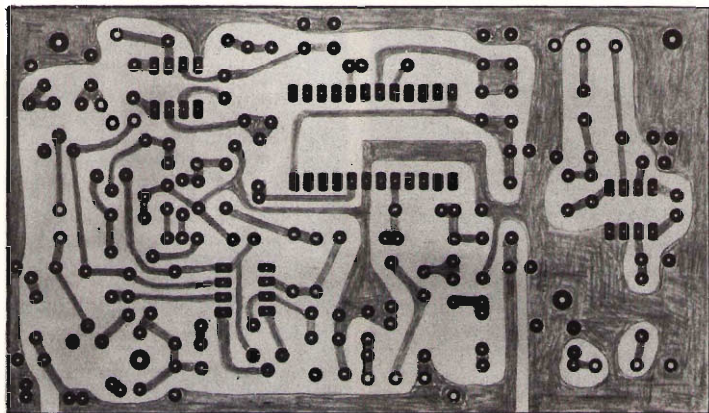
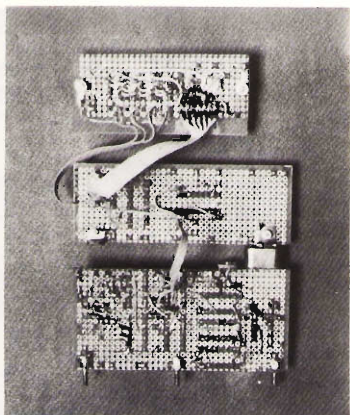
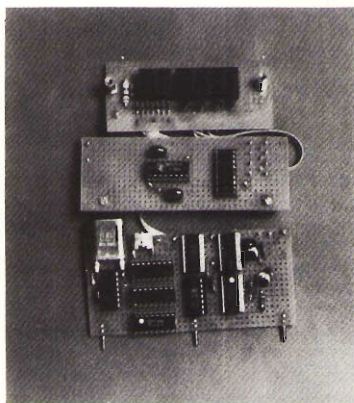



figura 14

Circuito stampato relativo alle figure 11 e 12.

Esteticamente è una mostruosità, guardando attentamente la foto che mostra l'interno del ricevitore si può capire come quell'"intruso" sia proprio fuori posto: ma la sua utilità è indiscutibile.
La taratura dello S-meter in valori"S", non ritengo sia indispensabile: ad ogni modo è un'operazione che con un poco di pazienza si può eseguire aiutandosi con un generatore di segnali con attenuatore d'uscita e un altro ricevitore che abbia uno S-meter di sicuro affidamento.
Mi sembra che non ci sia altro d'importante da dire, tranne il particolare che l'ingresso non invertente del primo operazionale è collegato nello stesso modo riscontrato nello LM301 preamplificatore di bassa frequenza.
Il commutatore S_2 esclude l'AGC, cosa utile quando si eseguono misure strumentali sul ricevitore.

SINTONIA NUMERICA

A prezzo di acrobazie nel fissaggio delle basette verticali, sono riuscito a fare stare l'indicatore di sintonia nel contenitore.
Sarebbe stata opportuna una scatola con qualche centimetro di spazio in più: quella da me usata misura cm 25 x 8 x 20 e non si può dire che i componenti ci "nuotino" dentro!
Lo schema è quello pubblicato su **XÉLECTRON** n°3/81, ma in esso erano purtroppo apparse alcune imprecisioni con la conseguenza di aver ricevuto diverse telefonate e anche lettere alle quali ho dovuto rispondere: perciò lo ripropongo in versione corretta, vedi figura 15.
Il montaggio è stato eseguito in due basette di vetronite forata a "passo integrato" col solito cablaggio "punto a punto": il poco tempo disponibile non mi ha permesso la realizzazione del circuito stampato.

Sconsiglio vivamente un lavoro simile a coloro che non hanno **solida** esperienza in costruzioni del genere, perché è molto facile commettere errori, difficili poi da trovare in mezzo al groviglio di fili che si è venuto a formare.

Riguardo ai dettagli dello schema, rimando gli interessati al numero citato di **XÉLECTRON.**

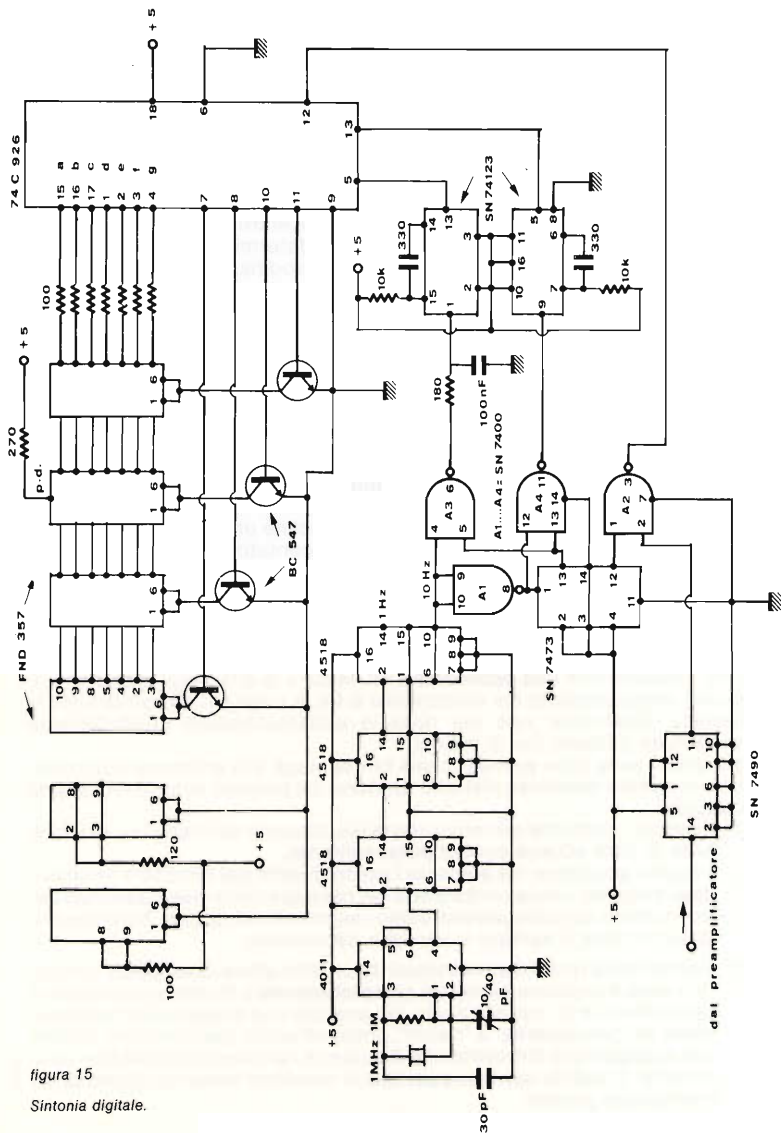



figura 15

Sintonia digitale.

Ma adesso voglio aggiungere alcune considerazioni sul problema costituito dai disturbi provocati da un contatore digitale, specialmente se è del tipo "multiplexato".
Per i "pierinissimi" chiarisco che un display si intende multiplexato quando le sue cifre vengono accese una alla volta consecutivamente e per un breve istante ciascuna, secondo un ciclo a frequenza abbastanza elevata in modo che l'occhio le vede ferme a causa della persistenza delle immagini sulla retina. Con questo sistema si risparmia una notevole quantità di collegamenti fra il display e la decodifica perché i vari segmenti "omologhi" sono collegati in parallelo, perciò dal display partono sempre solo sette piste (più una pista per l'anodo o il catodo di ogni cifra) qualunque sia il numero delle cifre.
La frequenza secondo cui si ripete il ciclo varia entro ampi limiti secondo le esigenze dei vari costruttori ed è quella che determina un fischio udibile e difficile da eliminare, specialmente in un sincrodina: chi ha un calcolatore tascabile sa benissimo cosa succede se si avvicina acceso a una radiolina a transistor.
Per questa ragione è indispensabile che i circuiti del ricevitore abbiano **doppia schermatura,** cioè a dire ogni basetta deve essere sistemata in una adatta scatola metallica e le varie scatole alloggiate nel contenitore grande.
Per chi si dimostra scettico su quello che sto dicendo faccio notare che il Bigliani, nella descrizione del suo sincrodina altamente professionale per gli 80 m, apparsa nei primi numeri della nostra Rivista nel 1979, ha usato schermi di lamierino di alluminio da 3 mm (dico **tre** millimetri) e inoltre consiglia di tenere il trasformatore di alimentazione **fuori** dall'apparecchio. Questo per far capire ai neofiti quanto sia incline un sincrodina a captare ronzìo: figuriamoci poi se c'è all'interno un contatore multiplexato come succede nel mio caso.
Quindi può darsi che, nonostante le più accurate schermature, il fischio generato dal multiplex non si possa eliminare completamente perché esso viene irradiato attraverso il contenitore e captato dall'antenna specialmente se questa non ha la discesa schermata.
Ora, impedire che una oscillazione (di bassa o di alta frequenza, non importa) venga irradiata dal contenitore è fra le cose più difficili di tutta la tecnica elettronica: non per nulla le apparecchiature effettivamente schermate costano fior di milioni.
Ma anche se le cose prendono una brutta piega, per eliminare completamente questo fastidioso disturbo esistono tre possibili soluzioni che direi radicali:

1° Usare un contatore numerico senza la scansione del multiplex, cioè con tutte le cifre accese contemporaneamente.
Il fischio scompare ma aumenta l'assorbimento del circuito e il numero degli integrati, senza contare che nel caso specifico viene quadruplicato il numero dei collegamenti verso i segmenti del display. Se vi fossero state 10 cifre, il numero si sarebbe decuplicato.

2° Inserire nella rete di bassa frequenza un filtro attivo in versione "notch". Con esso è possibile eliminare **completamente** il fischio senza alterare sensibilmente la risposta audio. Ho provato uno di questi filtri, commutabile da "passabanda" a "notch", posto all'uscita del ricevitore. Poiché tale aggeggio si è dimostrato molto utile mi riprometto di pubblicarne lo schema: è usabile con qualsiasi tipo di ricevitore essendo dotato di alimentazione propria.

3º Usare un interruttore che inserisca la sintonia numerica solo quando è necessario.
Manco a dirlo è quello che ho fatto io: quando non uso antenne con discesa schermata o quando non ho il "notch" disponibile, spengo il display e tanti saluti al fischio.

ALIMENTATORE

È tutto convenzionale, eccetto la novità di quel bel toroide visibile nella foto che mostra il ricevitore sbudellato.
Esso serve a impedire, cito l'ARRL Handbook 1981, accoppiamenti a radiofrequenza fra il ricevitore e l'alimentazione: per essere più precisi, viene evitato il fatto che l'energia del VFO possa entrare nell'alimentatore, venire modulata dai diodi rettificatori e re-irradiata dal cordone di rete per essere captata dall'antenna specialmente se non c'è la discesa in cavo coassiale.
Questo fatto non deve destare meraviglia se si pensa all'enorme amplificazione richiesta da un apparato sincrodina; nel mio caso oltrepassa i 120 dB. Nel prototipo, che prevedeva l'uso del "pezzo di filo" come antenna, ho avuto effettivamente questi problemi. Con l'introduzione del toroide le cose sono migliorate sensibilmente.
Nel testo americano è detto che il "mu" della ferrite deve essere pari a 950. Messomi alla ricerca di un toroide con queste caratteristiche, mi sono imbattuto in un esemplare dal diametro esterno di 25 mm, interno di 14,5 mm e altezza 10 mm: la sigla era LTT OBB N1 9844.
Chieste informazioni al rivenditore, mi ha risposto dopo lunghe consultazioni di cataloghi che non sapeva dirmi nulla, nemmeno il nome del fabbricante: sarei **molto grato** a chi potesse illuminarmi su questa ferrite.
Per abbreviare, qualunque fosse stato il "mu" del toroide, ho avvolto 15 spire di cavetto bifilare e il sistema, collegato come si vede in figura 16, ha funzionato: il ronzìo di fondo ha avuto un calo sostanziale.

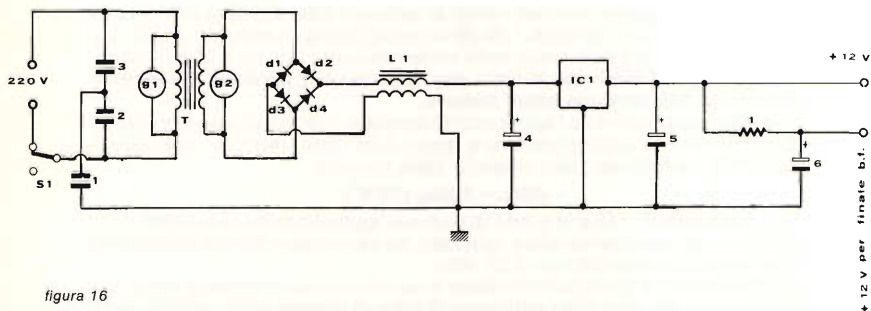



figura 16

R_1	*33 Ω, ½ W*
C_1, C_2, C_3	*20 nF, 400 V, poliestere*
C_4, C_5, C_6	*1.000 µF, 25 V*
T	*trasformatore di alimentazione 5 W; primario 220 V secondario 15 ÷ 18 V*
L_1	*toroide di disaccoppiamento, vedi testo*
IC_1	*7812*
$D_1 \div D_4$	*ponte 100 V, 1 A*
G_1, G_2	*antidisturbi GE V250 LA 20A*

I due stabilizzatori a 12 e 5 V è meglio sistemarli sul pannello posteriore, come **dopo** ho fatto io: non scaldano affatto, mentre montati sulla basetta di alimentazione, come **prima** avevo fatto io, diventavano roventi.
Dallo schema di figura 16 si può vedere che ho lasciato ancora la tensione disaccoppiata che era necessaria per il TAA611, pena l'insorgere di inneschi paurosi qualora se ne fosse fatto a meno.
Per lo LM386 non ve ne sarebbe strettamente bisogno, ma visto che c'era già, un disaccoppiamento in più non guasta.
I pierini non si offenderanno se non presento i disegni del relativo circuito stampato.
Ancora una volta raccomando di usare un trasformatore di alimentazione generosamente dimensionato, in modo che la tensione a 12 V che dovrebbe essere "stabilizzata" rimanga tale anche quando il volume viene spinto al massimo.

ALCUNI NUMERI

Siccome esiste una corrispondenza fra **cifra di rumore** e sensibilità di un ricevitore, voglio fornire ai pierini qualche dato letto sul già menzionato "Solid State Design" ma riproponendolo in linguaggio più semplice e "pierinesco" e chiedendo scusa agli "addetti ai lavori" per le eventuali omissioni o inesattezze.
Dunque, il rumore esistente ai morsetti di ingresso di un ricevitore i quali **vedano** una resistenza (usualmente 50 Ω) è dato dalla formula $P_n = KT_o B$, dove $\mathbf{P_n}$ è il rumore espresso in potenza, **K** è la costante di Boltzman pari a $1{,}38 \times 10^{-23}$ W/grado Kelvin, $\mathbf{T_o}$ è una temperatura di riferimento arbitraria di 290 ^{0}K pari a 17 ^{0}C e **B** è la banda passante del ricevitore in hertz.
Questo rumore **di fondo** è quello che è, e ad esso non ci si può sottrarre e quindi possiamo affermare che un segnale è ricevibile solo se ha un livello superiore a quello del rumore di fondo.
Applichiamo la formula al nostro sincrodina attribuendogli una banda passante di 6 kHz (banda passante del filtro più l'immagine audio).
Avremo: P_n (espresso in potenza) $= 1{,}38 \times 10^{-23} \times 290 \times 6000 = 2{,}4 \times 10^{-17} =$ -166 dB.
Se si vogliono usare i decibel riferiti al milliwatt (dBm) la cifra ottenuta diventerà uguale a −136 dBm: i 30 dB in meno indicano appunto che lo "zero" di riferimento è a un livello mille volte inferiore. Questi −136 dBm esprimono dunque il livello del minimo segnale ricevibile **purché il ricevitore in questione non produca alcun rumore.**
In questo caso ipotetico l'apparecchio sarebbe in grado di ricevere segnali di 0,038 μV che corrispondono a quei −136 dBm, secondo una tabella dell'ARRL Handbook 1981 ricavata dalla formula

$$\mathbf{dBm = 10log\,(20 \cdot V^2).}$$

Ora, poiché l'E.R. 145 è in grado di ricevere agevolmente un segnale di 0,1 μV inviatogli da un generatore calibrato, ne risulta dalla tabella citata che a tale valore corrispondono −127 dBm.
La differenza fra quest'ultimo valore e quello corrispondente al rumore di fondo è di 9 dB, cifra che costituisce la **cifra di rumore** del ricevitore. In effetti il valore dedotto dal calcolo è risultato molto vicino a quello ottenuto misurando questo parametro con uno strumento adatto: il responso era stato di 8,5 dB.
Per quanto una tale presentazione possa lasciare increduli essa non è affatto eccezionale perché i ricevitori sincrodina, **se ben costruiti,** sono in-

trinsecamente poco rumorosi. Questa loro qualità li rende atti alla ricezione di segnali molto deboli, QRM permettendo.
C'è però da osservare che una cifra di rumore così bassa nelle bande decametriche è sprecata perché i rumori atmosferici, industriali e da elettrodomestici, si trovano a un livello superiore a questo valore : però, se si ha una prestazione di tal genere "in partenza", è tanto di guadagnato, se non altro riempie di orgoglio il costruttore.
I calcoli di cui ho mostrato un condensato alla buona, "maccheronico", si devono interpretare con un certo buon senso perché i parametri su cui è basata la formula possono variare o essere difficili da misurare: tuttavia nel mio caso la formula è andata abbastanza d'accordo con le varie misure strumentali eseguite.

LE FOTOGRAFIE

Credo che per esse ci sia poco bisogno di commenti. Nella foto che mostra l'apparecchio in posizione frontale (pagina 44) la prima cosa che si nota è la poco "armonica" distribuzione dei comandi.
Infatti, dopo avere allineato tutti quelli inferiori su una stessa linea, ho aggiunto gli altri dove capitava e man mano che avevo bisogno di installarli. Così è successo per l'interruttore del display, quello dell'AGC, quella bella lampadina gialla al centro in alto e il potenziometro della sintonia fine. Certamente non saranno pochi quelli che riusciranno a sistemare tutti i comandi in maniera più razionale e più estetica.
La foto di pagina 56 mostra l'aspetto del ricevitore tolto dal contenitore. Si noterà che i circuiti principali sono veramente blindati.
Sono visibili i pannelli verticali (ahimé, senza schermi!) su cui sono montati i circuiti accessori. Fissata sulla parete sinistra della scatola interna c'è la piastrina dell'alimentazione, dove si vede di profilo il toroide di... ignota paternità.
Un poco a sinistra c'è una delle piastre in vetronite forata per la sintonia digitale. Si vede in basso il quarzo col suo trimmer di taratura, il cavetto coassiale proveniente dal retro è quello che porta il segnale del VFO al frequenzimetro.
Ancora più a sinistra, quasi nascosta dal profilato metallico del contenitore, c'è l'altra piastrina che porta solo due integrati, 74123 e 74C926, mentre nella prima sono sistemati gli altri otto.
Infine, fissata sul pannello frontale, c'è la piastrina del display da cui partono una piattina a sette capi per i segmenti e una a quattro capi per i catodi degli FND357.
Questi ultimi particolari si noteranno meglio nelle due foto di pagina 64 che ho fatto io prima di fissare le basette al loro posto.
Le foto che mostrano la scatola interna aperta sono due: una (pagina 46) mostra una "veduta generale", l'altra, più ingrandita (pagina 47), fa vedere solo il contenuto della scatola interna.

Si noterà che i componenti non sono poi molto stretti, ma per non creare difficoltà è bene usare resistenze da 1/4 W e condensatori ceramici "multistrato". Da tenere presente che tali condensatori, a causa del loro alto coefficiente (negativo) di temperatura non possono essere assolutamente usati in circuiti che richiedono una tolleranza di capacità molto ristretta come i filtri, ad esempio.

Quando si montano, ricordarsi di non insistere troppo col saldatore, altrimenti i terminali si staccano dal corpo del condensatore.

Il preselettore montato è quello con l'attenuatore a diodi PIN incorporato, vedi in alto a sinistra. I toroidi sono i T50/6 e i trimmer, essendo ceramici del tipo 2 ÷ 16 pF, li ho collegati senza i 10 pF in serie. I condensatori a mica da 1 pF sono quegli ovali più scuri vicino al trimmer e alle bobine. Se riesce difficile procurarseli, faccio presente che si possono "fabbricare in casa" attorcigliando **molto strettamente,** col trapano, due pezzi di filo smaltato da 0,5 mm di diametro. Mezzo centimetro di questa "treccia" (non contando le due estremità divaricate che servono a collegarla) ha una capacità proprio di 1 pF o poco più, dipende da quanto strettamente è stato attorcigliato il filo: fare attenzione che il "taglio" con cui si è portata a misura la treccia sia netto, senza sbavature che possano mettere in corto i due fili.
Il circuito stampato del preselettore è invece quello **senza** i diodi PIN: c'è più spazio per i componenti e inoltre, come ho gia detto, è meglio sistemare l'attenuatore a diodi PIN in una scatolina separata che lo schermi rigorosamente. Ripeto ancora che si possono usare i toroidi T37/6 che hanno un diametro di 9 mm (invece dei 12 mm dei T50/6); non temano i pierini: funzionano altrettanto bene di quelli più grandi.
Dai potenziometri del pannello anteriore provengono delle piattine a tre capi che vanno a finire su dei **piolini d'ancoraggio** posti sulle basette. Questi piolini, la cui utilità è fuori discussione, vanno usati anche per quei componenti di cui si deve trovare il valore ottimo per tentativi. Per facilitare la loro individuazione, nel disegno che mostra la disposizione dei componenti, ho indicato i punti dove vanno inseriti mediante dei cerchietti più grandi.
Per evitare saldature difettose sulle piste del circuito stampato, è una cosa molto utile "lucidare" il rame con lana d'acciaio finissima prima di iniziare il lavoro: si elimina così la presenza di quell'ossido di rame rosso che si forma durante l'incisione col percloruro e che provoca l'inconveniente accennato.
Sempre guardando l'interno, sulla basetta del VFO si vedono i transistor montati su zoccolo: io l'ho fatto perché volevo provare parecchi esemplari, ma questa è una cosa da non imitare, prima o poi gli zoccoli daranno dei fastidi, come salti di frequenza, cinguettii vari e simili. Anche il dissipatore si può eliminare, il riscaldamento non è eccessivo.
Da notare il percorso molto breve dei collegamenti che distribuiscono i vari segnali fra le quattro basette. Ripeto, la disposizione più opportuna è quella di figura 1. Chi,per qualche ragione, adottasse una disposizione diversa, deve eseguire questi collegamenti in cavetto schermato tipo RG174u.

CONCLUSIONE

Tirando le somme, posso affermare che le prestazioni di questo ricevitore sono eccezionali, specialmente il comportamento dinamico verso i segnali forti: eccezionali non in via assoluta, ma tenuto conto della facilità di costruzione, facilità di taratura e costo dell'apparecchio.
L'esemplare precedente funzionava bene se si usava un pezzo di filo come antenna: se lo collegavo alla "ground-plane" posta sul tetto erano dolori (tranne in casi speciali), il segnale di un OM locale veniva avvertito a parecchi kilohertz di distanza e quando era "centrato" si avevano forti distorsioni.

Col tipo "perfezionato" tutto questo non accade più e si può dire che l'unico difetto rimasto è quello congenito degli apparecchi a conversione diretta, l'immagine audio. A causa di ciò la banda passante è maggiore e il rumore percepito più forte.
Ma ciò non è poi così grave, sostengono gli americani e io con loro, perché col sincrodina si riescono a copiare dei segnalini che in teoria non si dovrebbero ricevere: evidentemente questi segnali vengono discriminati in mezzo al QRM e ciò avviene per merito di quell'incomparabile **filtro biologico** *costituito dal tandem orecchio/cervello.*
Certo, con i circuiti soppressori dell'immagine audio questo difetto viene eliminato e non c'è bisogno di invocare il "filtro biologico" ma in tal caso un sincrodina diventa molto complicato e non è più alla portata dei Pierini e forse neanche degli "esperti".
È naturale quindi che se si vogliono le cose semplici un certo prezzo bisogna pur pagarlo. Per rassicurare i costruttori dirò che in questo momento ho sul mio tavolo di lavoro (oltre al presente E.R. 145) altri due sincrodina coi circuiti sparpagliati sul tavolo: un frutto delle fatiche dell'amico **Fabrizio, I5UKN,** *di Abbadia S. Salvatore, e l'altro costituito dalle basette "in brutta copia" dell'E.R. 145.*
Tutti tre funzionano egualmente bene, quindi il ricevitore è **riproducibile** *e quello realizzato da voi non potrà essere troppo diverso. Naturalmente occorre fare il lavoro per benino e non come alcuni lettori i quali avevano inviato le loro basette relative al primo sincrodina con degli errori addirittura osceni.*
Piuttosto, prima di chiudere, voglio fornire una conferma all'esattezza di ciò che avevo detto all'inizio: sul mio tavolo c'è anche un **quarto sincrodina,** *realizzato secondo una schema apparso su* **QST** *n° 4/78; è proprio di quelli* **ultrasemplici** *in quanto usa solo tre fet MPF102 (due per il rivelatore a prodotto, uno per il VFO), un transistor di bassa frequenza e lo LM386 come finale audio. Il tutto senza AGC, né filtri di alcun genere.*
A causa di questa "semplicità" il guadagno totale è risultato basso e quindi la sensibilità insufficiente: infatti si sentono solo i segnali oltre S8. Questo difetto può trarre in inganno gli ingenui, facendo apparire il ricevitore immune da distorsioni dovute ai segnali forti. Unico pregio, una resa sonora eccezionalmente limpida e cristallina. Mi sembra poco per imbarcarsi a esplorare una banda "tempestosa" come quella dei 14 MHz. In effetti con questo apparecchio si ha l'impressione di maneggiare un giocattolo, mentre col "mio" E.R. 145 ci si rende conto di trovarsi davanti non dico a un professionale vero e proprio ma quasi.

Auguri a tutti i costruttori e cordialità. ❊❊❊❊❊❊❊❊❊❊❊❊❊❊❊❊

due rivoluzionarie applicazioni RF della tecnologia VMOS

un oscillatorino... ...da 5 W!

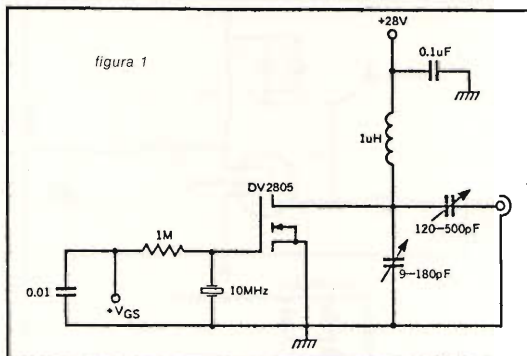
Fabio Veronese

novità editoriale assoluta

Faccio appena capolino su questo **XÉLECTRON** *dedicato alla ricetrasmissione per proporvi un'idea nuovissima e potenzialmente rivoluzionaria nel settore della circuitistica d'alta frequenza: l'impiego dei transistori a effetto di campo di potenza (VMOS, dove la "V" simbolizza la particolare configurazione strutturale che il materiale semiconduttore assume in questi dispositivi e "MOS" ha il consueto significato di "Metal - Oxide/Silicon", Silicio e ossido metallico, in riferimento al materiale impiegato) quali elementi attivi in oscillatori RF di potenza e in amplificatori lineari.*

L'idea in questione nasce da due schemetti pubblicati recentemente dalla giovanissima Rivista inglese "Radio & Electronics World", una nuova ma autorevolissima voce dal mondo delle pubblicazioni straniere (*).

(*) La Rivista in questione autorizza esplicitamente brevi citazioni dagli articoli pubblicati.

Poiché i VMOS richiesti per i due progetti non sono, purtroppo, ancora disponibili in Italia, vi ripropongo gli schemi ad essi relativi, così come furono proposti originariamente, lasciandovi a condividere con il sottoscritto la bramosìa di possedere finalmente i due transistori, onde poter collaudare concretamente queste due piccole meraviglie.
Ma vediamoci questi due golosissimi schemetti.

Il primo, raffigurato in figura 1, si riferisce a un oscillatore RF il quale, impiegando esclusivamente i componenti strettamente necessari per la polarizzazione del VMOS, per il bypass sull'alimentazione, e ovviamente per l'accordo (ben sette (!) componenti in tutto...), riesce a tirar fuori la bellezza di cinque watterelli (misurati sull'uscita!) alla frequenza non certo risibile di 10 MHz. Il tutto, con un normalissimo quarzino economico, del tipo a risonanza in parallelo, che non viene neanche sollecitato troppo...

Tutto ciò è reso possibile, come ben s'intende, dalle peculiarissime caratteristiche dei VMOS, quali la notevolissima impedenza d'ingresso, e il guadagno particolarmente elevato.
Per alimentare il tutto occorre un alimentatorino, abbastanza robusto in quanto a stabilità e a corrente erogata, che fornisca una tensione di 28 V. La corrente di polarizzazione del gate può essere rilevata dallo stesso mediante un potenziometro facente capo al punto indicato con "+ V_{gs}", da regolarsi in sede di messa a punto; per evitare possibili inneschi auto-oscillatorii, sarà bene disaccoppiare assai efficacemente questo ramo dell'alimentazione generale con una buona messe di impedenze e di ceramici di bypass: una VK200 o similare non starebbe male in serie al positivo ove, mediante adeguati accorgimenti, potremo tentare di applicare un segnale modulante in AM. Grazie alla presenza delle due capacità di accordo sull'uscita (che dovranno essere regolate per la massima uscita RF unita al minimo assorbimento di corrente) non dovrebbe essere troppo difficile far sopportare al tutto il carico di una antenna radiante, come pure non dovrebbe creare troppi problemi cambiare la frequenza di emissione, sostituendo il quarzo e adeguando conseguentemente il valore della bobina d'accordo, originariamente da 1 µH.

Indubbiamente, il gettare brutalmente il segnale generato da un oscillatore, sia pure di potenza come il nostro, su di una antenna non è cosa troppo ortodossa, e conduce spesso a risultati alquanto magrolini. Niente paura, basta un altro VMOS e una piccola dose supplementare di pazienza per realizzare il linearino rappresentato in figura 2 che, oltre a isolare perfettamente l'oscillatore dal carico dell'elemento radiante, incrementandone la già notevole stabilità, ne raddoppia la potenza a ben 10 W_{RF}.

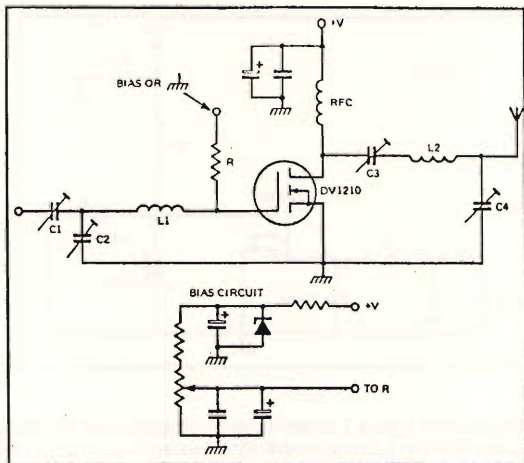



figura 2

Il circuito di accordo in ingresso (C_1, C_2, L_1) provvede anche all'adattamento dell'impedenza del circuito a monte dello stadio (che non deve forzatamente essere proprio l'oscillatore testè descritto...) a quella del gate del VMOS, e analogamente C_3, C_4, e L_2 provvedono all'accordo in uscita.
Il lineare, che presenta un guadagno di ben 10 dB, può lavorare tanto in classe C (con il resistore R a massa) che in classe AB, applicando alla R la tensione di polarizzazione del gate ottenibile mediante lo schemetto riportato inferiormente a quello dell'ampli stesso.
Per la taratura di questo stadio, e anche per un possibile (speriamo presto!) montaggio del tutto, valgono le norme che governano tutti i circuiti RF, e i trasmettitori in generale. Non sto a elencarle, vuoi per brevità, vuoi perché questo tipo di montaggio non è eccessivamente consigliabile a quei simpatici Pierinissimi che, pur con tutta la loro buona volontà, ignorino queste cosette. OK?!?
Spero vivamente che i circuitini proposti abbiano suscitato il Vostro gradimento e la Vostra curiosità.

Au revoir!

Bibliografia

Ian Campbell: **Power mosfets** - Radio & Electronics World, luglio 1982.

COSTRUZIONI
APPLICAZIONI
ELETTRONICHE
Via Ducezio, 6
98100-Messina
Tel.090/719182

CBM ELETTRONICA s.d.f.

Listino prezzi

Aggiornato al 2 settembre 1982

Trasmettitori completi Banda 2 Mhz

MOD.	PREZZO
ESA 10	L. 1.140.000
ESA 50	L. 1.430.000
ESA 100	L. 1.690.000
ESA 250	L. 3.090.000
ESA 500	L. 5.790.000
ESA 1000	L. 10.140.000

Amplificatori a transistor Banda 2 Mhz

MOD.	PREZZO
A 50/1	L. 600.000
A 100/20	L. 850.000
A 100/1	L. 950.000
A 250/40	L. 1.780.000
A 250/10	L. 1.950.000

Amplificatori completi di accoppiatore automatico

MOD.	PREZZO
A 500/100	L. 4.310.000
A 500/20	L. 4.650.000
A 1000/250	L. 7.870.000
A 1000/50	L. 8.550.000

Trasmettitori larga banda

MOD.	PREZZO
TLB 20	L. 1.480.000
TLB 40	L. 1.650.000
TLB 100	L. 1 950.000
TLB 200	L. 2.800.000
TLB 300	L. 3.750.000
TLB 400	L. 4.900.000
TLB 600	L. 6.500.000
TLB 800	L. 8.700.000
TLB 1000	L. 11.300.000

Amplificatori larga banda

MOD.	PREZZO
ALB 80/1	L. 900.000
ALB 150/25	L. 1.150.000
ALB 150/1	L. 1.250.000
ALB 200/30	L. 1.320.000
ALB 300/30	L. 2.100.000

Ponte di trasferimento a 60 Mhz

PT 60	L. 1.688.000

Amplificatori modulari 2 Mhz

MOD.	PREZZO
AM 10	L. 58.000
AM 50/10	L. 85.000
AM 50/1	L. 115.000
AM 80/15	L. 110.000
AM 80/1	L. 135.000
AM 150/20	L. 200.000
AM 150/1	L. 235.000
AM 300/50	L. 380.000
AM 300/10	L. 470.000

Amplificatori modulari larga banda

MOD.	PREZZO
AMLB 20/1	L. 116.000
AMLB 40/1	L. 144.000
AMLB 80/1	L. 166.000
AMLB 150/25	L. 228.000
AMLB 150/1	L. 268.000
AMLB 200/30	L. 348.000
AMLB 300/30	L. 588.000

Accoppiatori

MOD.	PREZZO
ACRA 3	L. 340.000
ACRA 6	L. 440.000
ACRA 10	L. 750.000

Kit alimentatori

MOD.	PREZZO
AL 124	L. 87.000
AL 1210	L. 124.000
AL 286	L. 135.000
AL 288	L. 147.000
AL 2810	L. 170.000
AL 2824	L. 190.000

Antenne collineari

MOD.	PREZZO
2 D	L. 240.000
4 D	L. 420.000

Antenna collineare larga banda completa di accoppiatore

4 DLB	L. 980.000

Tutti i prezzi si intendono I. V. A. ESCLUSA

Preamplificatore - compressore a comando remoto
(telecomando)

Francesco Michienzi

Mi è capitato spesso di trovarmi in QSO con amici, i quali, come me, sono in possesso di microfoni preamplificati, da palmo o da tavolo, di svariate Marche e modelli, reperibili in commercio o autocostruiti, attraverso i quali la modulazione è molto chiara ma, a mio parere, lasciano un po' a desiderare nel momento in cui si schiaccia e si lascia la portante.
Infatti, trovandosi in ascolto, capita di sentire (oltre alla modulazione del corrispondente) dei colpetti e dei fruscii, con maggior risalto all'inizio e alla fine della trasmissione.
Ho accertato che tali rumori sono provocati dalla mano dell'operatore che, magari nell'effettuare passaggi brevi, la mantiene appoggiata alla base del microfono, e dal pulsante, il quale quando si schiaccia o si lascia, provoca degli scricchiolii, fastidiosi per chi riceve.
Per ovviare a tali inconvenienti mi sono messo di buona lena e, dopo tante prove e riprove, sono riuscito a tirare fuori questo preamplificatore-compressore che, oltre ad avere una limpidissima modulazione, ha il pregio di possedere un telecomando con il quale si può passare dalla ricezione alla trasmissione e viceversa, senza nemmeno sfiorare il contenitore, evitando così di fare ascoltare strani rumori.

Passo ora a illustrarvi, per primo, lo schema elettrico del compressore vero e proprio.
Sull'entrata di tale compressore si nota un filtro, costituito da C_1, C_2, e L_1, il quale serve a evitare che la radiofrequenza irradiata dal TX influenzi gli stadi amplificatori.
Il segnale, emesso dalla capsula, che può essere di alta o di bassa impedenza, viene dosato dal trimmer R_1, il quale da parte sua lo regola in modo da tenerlo sotto i 400 ÷ 350 mV, evitando la saturazione. Il segnale quindi giunge così, attraverso R_2, C_4 e R_6, alla base di Q_2, per subire una prima amplificazione e, successivamente, allo stadio costituito da Q_3, dal quale esce con un'amplificazione di circa cento volte (tale guadagno si può au-

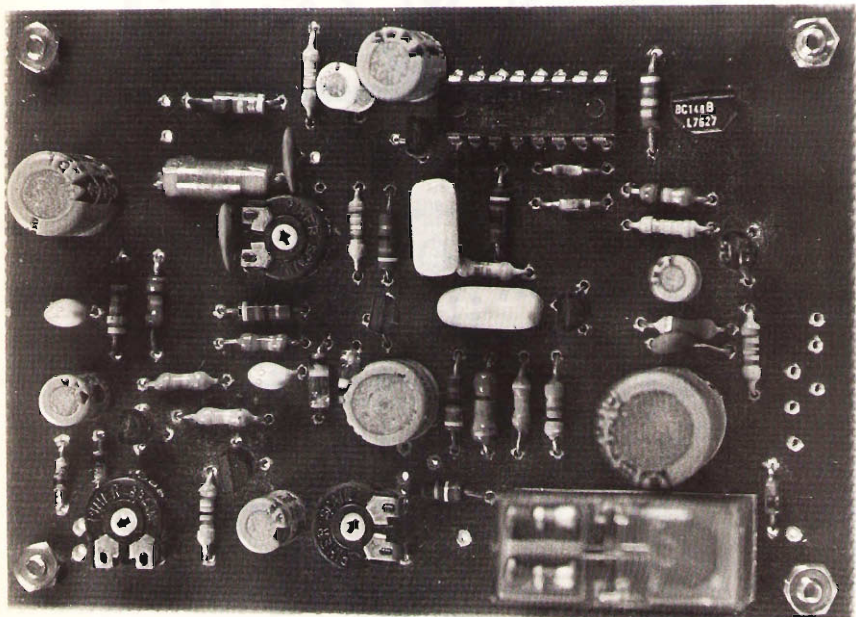
PREAMPLIFER
REMOTE
CONTROL
COMPRESSOR
TX
VU
ISTAZIONE S.FRANCESCO

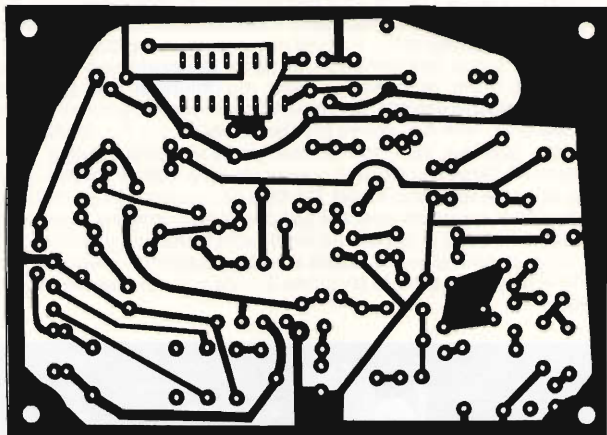
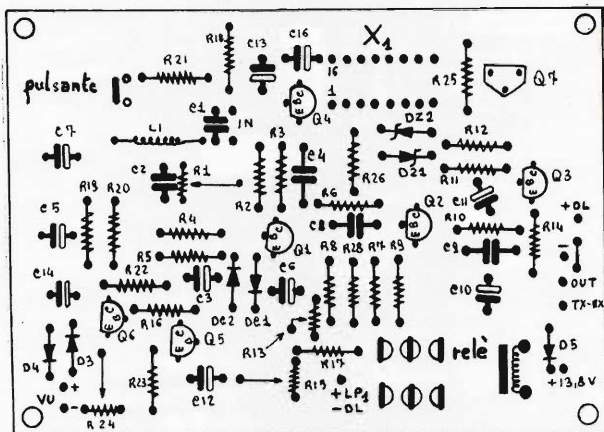
mentare, aumentando il valore di R_7) attraverso C_{11}, una parte del segnale raddrizzato e duplicato dai diodi al germanio D_1 - D_2 e filtrata da C_3 - C_5 (si consiglia di usarli al tantalio) giunge attraverso R_4 alla base di Q_1 il quale, in funzione al segnale disponibile, si comporta da resistenza variabile. Quindi, maggiore è l'ampiezza della tensione continua applicata alla sua base, minore risulta la resistenza collettore-emettitore, e il segnale applicato in ingresso al preamplificatore subisce una maggiore attenuazione o viceversa.

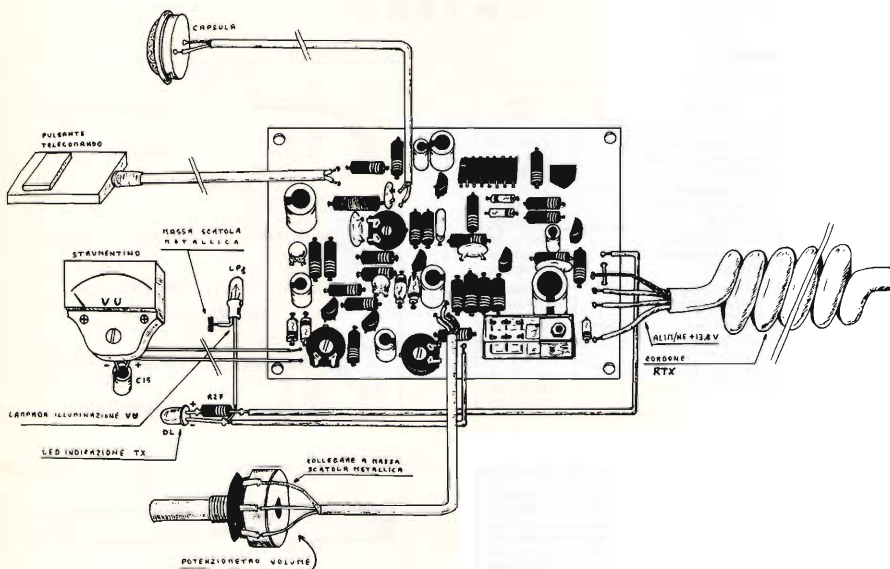
R_1 47 kΩ, trimmer
R_2 2,7 kΩ
R_3 100 Ω
R_4 100 Ω
R_5 390 Ω
R_6 3,9 kΩ
R_7 27 kΩ
R_8 100 Ω
R_9 200 Ω
R_{10} 680 kΩ
R_{11} 33 kΩ
R_{12} 10 kΩ
R_{13} 4,7 kΩ, potenziometro lineare
R_{14} 3,3 kΩ
R_{15} 10 kΩ, trimmer
R_{16} 380 kΩ
R_{17} 1,5 kΩ
R_{18} 2,2 kΩ
R_{19} 4,7 kΩ
R_{20} 10 kΩ
R_{21} 1,5 kΩ
R_{22} 380 kΩ
R_{23} 27 Ω
R_{24} 4,7 kΩ, trimmer
R_{25} 1,2 kΩ
R_{26} 86 Ω
R_{27} 860 Ω
R_{28} 100 Ω, 1/2 W
tutte 1/4 W salvo diversa indicazione

C_1 1500 pF, disco
C_2 1500 pF, disco
C_3 10 μF, 16 V, tantalio
C_4 33 nF, poliestere
C_5 10 μF, 16 V, tantalio
C_6 47 μF, 16 V, elettrolitico
C_7 100 μF, 16 V, elettrolitico
C_8 100 pF, disco
C_9 1 nF, poliestere
C_{10} 220 μF, 16 V, elettrolitico
C_{11} 10 μF, 16 V, elettrolitico
C_{12} 22 μF, 16 V, elettrolitico
C_{13} 1 μF, 16 V, elettrolitico
C_{14} 22 μF, 16 V, elettrolitico
C_{15} 10 μF, 16 V, elettrolitico
C_{16} 33 μF, 16 V, elettrolitico
D_1, D_2 0A90, al germanio
D_3, D_4, D_5 1N4148, al silicio
Dz_1 9,1 V, 1/2 W, zener
Dz_2 5,1 V, 1/2 W, zener
DL_1 led
L_1 impedenza 5 ÷ 10 μH
Q_1, Q_6 BC237
Q_7 BC148
X_1 SN7476
LP_1 lampada Mignon 12 V
Relè 12 V
Strumentino

Come si vede dallo schema, il segnale prelevato da C_{11}, oltre a pilotare Q_1, dosato dal potenziometro R_{13}, giunge in parte attraverso R_{17} ai contatti del relè che lo inviano, unitamente alla portante, all'interno del RTX e, in parte attraverso R_{15} e C_{12}, giunge alla base di Q_5 e successivamente a quella di

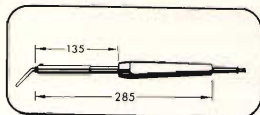
Q_6. Tale transistor provvede ad amplificare il segnaledi tanto quanto basta per poter pilotare lo strumentino che serve a indicare il livello di BF presente in uscita. In funzione alla sensibilità dello strumentino, dobbiamo prima tarare R_{24}, per evitare che al momento dell'accensione la lancetta vada a sbattere contro il fondo scala, e poi R_{15}, in modo che anche alla massima amplificazione non succeda la stessa cosa.
Vi illustro ora lo schema relativo al telecomando, il quale è costituito da un integrato TTL di tipo SN7476, contenente nel suo interno due flip-flop di tipo JK, e da due transistori di facile reperibilità. Questo circuito, tramite lo zener D_2 e R_{26}, lo alimentiamo a 5 V per evitare il surriscaldamento e quindi la fine dell'integrato. Il funzionamento è semplice: si deve collegare tra la base di Q_4 e la estremità di R_{21}, tramite un pezzo di cavetto bipolare, un pulsante da usare come telecomando, io ne ho utilizzato uno della Pioneer, completo di cordone, reperito per caso, ma chiunque può procurarsene uno di forma e qualità diversa. Quando si schiaccia tale pulsante, si collega R_{21} alla base di Q_4, che è di valore più basso rispetto a R_{18}, quindi abbiamo una tensione positiva; tale operazione porta in conduzione il transistor (normalmente interdetto) il quale cortocircuita a massa col suo collettore l'ingresso di clock (piedino 1) del flip-flop JK, contenuto all'interno di X_1, che è utilizzato in modo da operare per due: praticamente, al primo impulso l'uscita (piedino 15) si porta a un livello alto (tensione positiva), il Q_7 tramite R_{25} va in conduzione ed eccita il relè; al secondo impulso, invece, il piedino 15 si porta a massa, la tensione è nulla e di conseguenza Q_7 diseccita il relè.

Concludendo, basta premere una prima volta per andare in trasmissione e una seconda per passare in ricezione.
D_{L1} indica il passaggio in trasmissione.
Chi è in possesso di un apparato con la commutazione diversa dal mio può usare un relè a tre o più scambi: naturalmente deve modificare anche lo stampato.

Lato rame

Scala 1:1

Lato componenti

L'alimentazione del tutto può essere presa secondo le possibilità, o direttamente dall'apparato, quando sono usati solo tre terminali del connettore microfonico, usando il quarto per fare passare la corrente, o dall'alimentatore, usando due conduttori, uno positivo e l'altro negativo.
Il circuito stampato è a grandezza naturale, nell'altra figura è invece visibile il montaggio pratico dei componenti, compreso quelli che vanno sistemati all'esterno della scatola metallica, la quale è indispensabile, onde evitare rumori di alternata.
La basetta va montata nel contenitore facendo uso di quattro distanziatori.

Effettuata una buona taratura del compressore, agendo su R_1 e R_{13} e un'altra sullo stadio che pilota lo strumentino, agendo su R_{15} e R_{24} e, sicuri che tutto funzioni perfettamente, se lo si desidera, si può sistemare il primo contenitore metallico in una scataola della TEKO di plastica, come si vede dalla foto.
Per la capsula, invece, si può usare un contenitore per pellicola Kodak, avvitato a un supporto flessibile, che lo mantiene sul contenitore.
Naturalmente per la sistemazione ognuno può sfruttare le proprie idee.

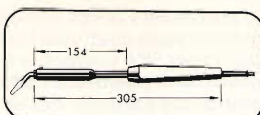
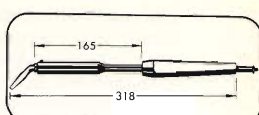
✻✻

ERSA 50

50W

Alimentazione: 48 V o 220 V
Potenza: 50 W
Tempo di riscaldamento: 3 min circa
Temperatura di punta: 400 °C circa
Peso senza cavetto: 160 g
Cavo flessibilissimo di 1,5 m
Fornito con punta in rame elettrolitico
ø est. 5 mm (50JK/50W)
48V-50W LU/3570-00

230V-50W LU/3710-00

ERSA 80

80W

Alimentazione: 220 V
Potenza: 80 W
Tempo di riscaldamento: 3 min circa
Temperatura di punta: 410 °C circa
Peso senza cavetto: 220 g
Cavo flessibilissimo di 1,5 m
Fornito con punta in rame elettrolitico
ø est. 8 mm (80JK/80W) 230V-80 W
LU/3780-00

ERSA 150

150W

Alimentazione: 220 V
Potenza: 150 W
Tempo di riscaldamento: 3 min
Temperatura di punta: 450 °C
Peso senza cavetto: 245 g
Cavo flessibilissimo di 1,5 m
Fornito con punta in rame elettrolitico
ø est. 10 mm (150JK/150W) 230V-150W
LU/3850-00

PUNTE INTERCAMBIABILI

Codice ERSA	Descrizione	ø est.	Codice GBC
52 KK	rame elettrolitico	5	LU/4900-00
52 KZ	rame anticorrosione		LU/4910-00
52 KD	ERSADUR		LU/4920-00
52 JK	rame elettrolitico		LU/5110-00
52 JZ	rame anticorrosione		LU/5120-00
52 JD	ERSADUR		LU/5130-00
82 KK	rame elettrolitico	8	LU/4940-00
82 KZ	rame anticorrosione		LU/4950-00
82 KD	ERSADUR		LU/4960-00
82 JK	rame elettrolitico		LU/5160-00
82 JZ	rame anticorrosione		LU/5170-00
82 JD	ERSADUR		LU/5180-00
152 KK	rame elettrolitico	10	LU/4970-00
152 KD	ERSADUR		LU/4990-00
152 JK	rame elettrolitico		LU/5190-00
152 JZ	rame anticorrosione		LU/5200-00
152 JD	ERSADUR		LU/5210-00

ELEMENTI RISCALDANTI

Codice ERSA	Descrizione	Fig.	Codice GBC
51/50 W	50 W - 230 V	1	LU/4480-00
81/80 W	80 W - 230 V	1	LU/4510-00
151/150 W	150 W - 230 V	2	LU/4550-00

PARTI DI RICAMBIO

Codice ERSA	Descrizione	Figura 50	Figura 80	Figura 150	Codice GBC
M5 x 8	Grano bloccapunta	3			LU/4245-00
N210 x 110	Tubetto doppio isolante in steatite - 2 fori	4		4	LU/4246-00
N210 x 106	Tubetto isolante in steatite - 2 fori		4		LU/4249-00
N066	Bussola bloccaimpugnatura	5	5	5	LU/4244-00
N067/68	Impugnatura a due sezioni completa di bussola	6	6	6	LU/4240-00
N654 - N271	Morsetto per contatti, con una vite	7	7	7	LU/4243-00
N041	Collare antipiega	8	8	8	LU/4247-00
N445	Cavo d'alimentazione con spina 220 V	9	9	9	LU/4248-00